



Europäisches  
Patentamt

European  
Patent Office

10/537857 07 DEC 2003 / 05868

Office européen  
des brevets

REC'D 31 DEC 2003

WIPO

PCT

Bescheinigung

Certificate

Attestation

Die angehefteten Unterlagen stimmen mit der ursprünglich eingereichten Fassung der auf dem nächsten Blatt bezeichneten europäischen Patentanmeldung überein.

The attached documents are exact copies of the European patent application described on the following page, as originally filed.

Les documents fixés à cette attestation sont conformes à la version initialement déposée de la demande de brevet européen spécifiée à la page suivante.

Patentanmeldung Nr. Patent application No. Demande de brevet n°

02102730.5

**PRIORITY DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

Der Präsident des Europäischen Patentamts;  
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets  
p.o.

R C van Dijk

DEN HAAG, DEN  
THE HAGUE,  
LA HAYE, LE

23/09/03



Europäisches  
Patentamt

European  
Patent Office

Office européen  
des brevets

**Blatt 2 der Bescheinigung  
Sheet 2 of the certificate  
Page 2 de l'attestation**

Anmeldung Nr.:  
Application no.: **02102730.5**  
Demande n°:

Anmeldetag:  
Date of filing: **11/12/02**  
Date de dépôt:

Anmelder:  
Applicant(s):  
Demandeur(s):  
**Philips Intellectual Property & Standards GmbH**  
20099 Hamburg  
GERMANY  
Koninklijke Philips Electronics N.V.  
5621 BA Eindhoven  
NETHERLANDS  
Bezeichnung der Erfindung:  
Title of the invention:  
Titre de l'invention:  
**Oszillatorschaltung**

**In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed / Priorité(s) revendiquée(s)**

Staat: State: Pays:	Tag: Date: Date:	Aktenzeichen: File no. Numéro de dépôt:
---------------------------	------------------------	---

Internationale Patentklassifikation:  
International Patent classification:  
Classification internationale des brevets:

/

Am Anmeldetag benannte Vertragstaaten:  
Contracting states designated at date of filing: **AT/BG/BE/CH/CY/CZ/DE/DK/EE/ES/FI/FR/GB/GR/IE/IT/LI/LU/MC/NL/**  
Etats contractants désignés lors du dépôt:

Bemerkungen:  
Remarks:  
Remarques:

BESCHREIBUNG

## Oszillatorschaltung

Die Erfindung betrifft eine Oszillatorschaltung zum Erzeugen einer hochfrequenten elektromagnetischen Schwingung.

5

Aus der Monographie „Halbleiter-Schaltungstechnik“ von U. Tietze und Ch. Schenk, 8. Auflage, Springer-Verlag, 1986, Abschnitt 15.2.2, Seiten 450, 451, ist ein sogenannter Pierce-Oszillator bekannt, der als Grundwellen-Oszillator mit einem Schwingquarz ausgebildet ist. Bei einem derartigen Grundwellen-Oszillator schwingt die Schaltungsa-

10 ordnung auf der Grundwelle des Schwingquarzes.

Aus der vorstehend zitierten Monographie „Halbleiter-Schaltungstechnik“. Abschnitt 15.2.3, Seiten 452 bis 454, ist ferner bekannt, dass sich Schwingquarze für Frequen-

15 zu über 30 MHz schlecht herstellen lassen. Als Ausweg zur Erzeugung derartig hoher Frequenzen mit Quarzstabilität wird dort vorgeschlagen, einen Schwingquarz auf einer Oberwelle anzuregen, da ein Schwingquarz bei ungeradzahligen Oberwellen ebenfalls Resonanzstellen besitzt. Um einen Quarz bei einer Oberwelle anzuregen, benötigt man gemäß der zitierten Fundstelle einen Verstärker, dessen Verstärkung in der Nähe der ge-wünschten Frequenz ein Maximum besitzt. Dazu wird der Einsatz eines zusätzlichen

20 LC-Schwingkreises vorgeschlagen, der auf die gewünschte Oberwelle abgestimmt ist. Es werden ein entsprechend modifizierter Hartley- und ein Colpitts-Oszillator vorge-schlagen.

Die vorgeschlagenen Oszillatoren haben den Nachteil, dass sie mit einem LC-Schwing-  
25 kreis ausgestattet sind. Ein solcher Schwingkreis ist verhältnismäßig teuer herzustellen und benötigt im Vergleich zu integrierten Halbleiterschaltungen moderner Bauart viel Platz. Außerdem stellt er ein einer solchen integrierten Halbleiterschaltung extern bei-zugebendes Bauteil dar, welches ebenfalls aus Platz- und Kostengründen unerwünscht ist.

In einem derartigen Oszillator muss außerdem streng genommen jede nicht erwünschte, zumindest aber jede Resonanzfrequenz des Schwingquarzes, die geringer ist als die gewünschte Frequenz des Oszillators, durch einen separaten LC-Reihenschwingkreis ab-

- 5 gedämpft werden, d.h. dass z.B. bei Betrieb der fünften Oberwelle die Grundwelle und die dritte Oberwelle durch einen entsprechend abgestimmten LC-Reihenschwingkreis bedämpft werden müssen. In der Praxis sind daher meist nur Oberwellen-Oszillatoren mit Grundwellenunterdrückung gebräuchlich, welche auf der dritten Oberwelle betrieben werden.

10

Die meisten in integrierter CMOS-Halbleitertechnik hergestellten Quarz-Oszillatoren zeigen in Schaltungsanordnungen, die in gemischter Bauweise Schaltungsstufen zur Verarbeitung analoger und digitaler Signale enthalten, eine starke Zunahme von auch als „Jitter“ bezeichneten Instabilitäten bei zunehmenden Störungen des Halbleitersubstratpotentials oder der Versorgungsspannung, welche beide z.B. durch digitale Signale in der integrierten Schaltung hervorgerufen werden können. Werden derartige Oszillatoren zur Erzeugung eines Taktsignals eingesetzt, treten die genannten Instabilitäten in diesem Taktsignal auf und können auch durch eine nachgeschaltete Phasenregelschleife (PLL) nicht vollständig eliminiert werden.

15

Die Erfindung hat die Aufgabe, eine Oszillatorschaltung zu schaffen, die einfach aufgebaut ist und einen gegenüber den vorbeschriebenen Störungen zumindest weitgehend unanfälligen Betrieb ermöglicht.

- 20 25 Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe gelöst durch eine Oszillatorschaltung zum Erzeugen einer hochfrequenten elektromagnetischen Schwingung, umfassend

- eine Verstärkeranordnung mit wenigstens einem Eingang und wenigstens einem Ausgang,
- einen an wenigstens einen der Ausgänge der Verstärkeranordnung angeschlossenen Schwingquarz und
- eine Bandpass-Filteranordnung, die mit wenigstens einem Eingang an den Schwingquarz und den wenigstens einen an den Schwingquarz angeschlossenen Ausgang der

30

Verstärkeranordnung angeschlossen und mit wenigstens einem Ausgang an den Eingang bzw. wenigstens einen der Eingänge der Verstärkeranordnung rückgekoppelt ist,

- wobei durch Dimensionierung der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und/oder der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Bandpass-Filteranordnung in Abhängigkeit von der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung und des Schwingquarzes die Schwingbedingung für ausschließlich eine ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes erfüllt ist und die durch diese ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes gebildete hochfrequente elektromagnetische Schwingung am Ausgang der Bandpass-Filteranordnung verfügbar ist.

Die erfindungsgemäße Oszillatorschaltung ermöglicht die Erzeugung einer ausgewählten Oberschwingung des Schwingquarzes (auch als Quarzobertonschwingung bezeichnet) ohne ein einer solchen als integrierte Halbleiterschaltung aufgebauten Oszillatorschaltung extern beizugebendes Bauteil, insbesondere ohne zusätzliche externe Bauteile an den zum Anschluss des Schwingquarzes an die Oszillatorschaltung vorgesehenen Anschlüssen, d.h. den Quarzanschlüssen der Oszillatorschaltung. Die unmittelbare Erzeugung einer solchen Oberschwingung des Schwingquarzes und ihre Verwendung als Taktsignal in mit der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung einzusetzenden

- Signalverarbeitungsanordnungen erübriggt in vielen Fällen die Frequenzsynthese mittels PLL aus einer geringeren Quarzoszillatorkreisfrequenz. In Fällen, in denen ein Taktsignal ohne PLL erzeugt werden soll, ermöglicht die erfindungsgemäße Oszillatorschaltung den im Vergleich zu einem auf seiner Grundschwingung betriebenen und einem dementsprechend Taktsignal erzeugenden Schwingquarz gleicher Frequenz (auch als Grundwellenquarz bezeichnet) kostengünstigeren Einsatz eines auf einer solchen Oberschwingung betriebenen Schwingquarzes (auch als Obertonquarz bezeichnet).

- Die erfindungsgemäße Oszillatorschaltung ermöglicht darüber hinaus eine Schwingungs- und damit Taktsignalerzeugung, die auch bei starken Störungen des Halbleitersubstratpotentials oder der Versorgungsspannung in einer solchen als integrierte Halbleiterschaltung aufgebauten Oszillatorschaltung zumindest weitgehend frei von den auch als „Jitter“ bezeichneten Instabilitäten ist. Die erfindungsgemäße Oszillatorschal-

tung ist daher besonders für einen Einsatz in integrierten Halbleiterschaltungen geeignet, die in gemischter Bauweise Schaltungsstufen zur Verarbeitung analoger und digitaler Signale enthalten.

- 5 In einer vorteilhaften Weiterbildung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung ist die Verstärkeranordnung mit wenigstens je einem Paar wenigstens nahezu symmetrischer Ein- und Ausgänge (sogenannter differentieller Ein- bzw. Ausgänge) ausgebildet zum Verarbeiten von gegenüber einem ersten Bezugspotential wenigstens nahezu symmetrisch ausgesteuerten elektromagnetischen Schwingungen (sogenannten differentiellen Signalen). Dabei wird als erstes Bezugspotential vorzugsweise ein Gleichstromarbeitspunkt der Verstärkeranordnung gewählt. Bevorzugt stimmen dabei die Gleichstromarbeitspunkte der Verstärkeranordnung und der gesamten Oszillatorschaltung überein.
- 10

- In einer weiteren Fortbildung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung umfasst die Verstärkeranordnung eine Differenzverstärkerschaltung, die zwei an ihren Source-Anschlüssen gekoppelte Feldeffekttransistoren aufweist, deren Gate-Anschlüsse mit je einem der differentiellen Eingänge der Verstärkeranordnung gekoppelt sind, worin je ein Drain-Anschluss der Feldeffekttransistoren je einen der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung bildet, der weiterhin über je eine Laststrecke, die wenigstens je einen als Ausgangslasttransistor bezeichneten Feldeffekttransistor umfasst, mit einem zweiten Bezugspotential führenden Anschluss gekoppelt ist. Dabei wird als zweites Bezugspotential vorzugsweise ein Massepotential gewählt.

- Vorzugsweise umfasst dabei die Verstärkeranordnung eine Steuerspannungs-Erzeugungsstufe zum Erzeugen einer Steuerspannung, die Gate-Anschlüsse der Ausgangslasttransistoren zugeführt wird. Insbesondere umfasst darin die Steuerspannungs-Erzeugungsstufe eine Reihenschaltung aus einer Konstantstromquelle und einem zwischen seinem Drain- und Gate-Anschluss überbrückten Feldeffekttransistor.
- 25
  - 30 Eine vorteilhafte Weiterbildung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung zeichnet sich weiterhin dadurch aus, dass die Verstärkeranordnung eine Arbeitspunkt-Regelstufe mit drei Feldeffekttransistoren umfasst, von denen ein erster in der ersten Laststrecke

und ein zweiter in der zweiten Laststrecke je in Reihe mit dem dortigen Ausgangslasttransistor angeordnet ist und von denen ein dritter in Reihe mit der Reihenschaltung aus Konstantstromquelle und Feldeffekttransistor der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe geschaltet ist, wobei ein Gate-Anschluss des ersten

- 5 der drei Feldeffekttransistoren der Arbeitspunkt-Regelstufe mit einem ersten der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung verbunden ist, wobei ein Gate-Anschluss des zweiten der drei Feldeffekttransistoren der Arbeitspunkt-Regelstufe mit einem zweiten der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung verbunden ist, wobei ein Gate-Anschluss des dritten der drei Feldeffekttransistoren der Arbeitspunkt-
- 10 Regelstufe mit den Gate-Anschlüssen der Ausgangslasttransistoren verbunden ist und wobei die drei Feldeffekttransistoren der Arbeitspunkt-Regelstufe mit ihren Source-Anschlüssen an den das zweite Bezugspotential führenden Anschluss geführt sind.

Nach einer anderen, vorteilhaften Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung umfasst die Verstärkeranordnung eine Offset-Kompensationseinrichtung, die je eine Hochpassschaltung zwischen

- 15 □ je einem der differentiellen Eingänge der Verstärkeranordnung,
- dem mit diesem differentiellen Eingang gekoppelten Gate-Anschluss des Feldeffekttransistors der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung
- 20 □ und dem vom Drain-Anschluss des genannten Feldeffekttransistors gebildeten differentiellen Ausgang

enthält. Die Grenzfrequenz dieser Hochpassschaltung ist klein gegenüber dem Frequenzarbeitsbereich der Oszillatorschaltung.

- 25 In einer bevorzugten Weiterbildung dieser erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung enthält jede der Hochpassschaltungen eine Kapazität, über die der differentielle Eingang der Verstärkeranordnung mit dem Gate-Anschluss des Feldeffekttransistors der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung gekoppelt ist, und dass jede der Hochpassschaltungen weiterhin ein ohmsches Widerstandselement enthält,
- 30 über das der Gate-Anschluss des Feldeffekttransistors der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung mit dem vom Drain-Anschluss dieses Feldeffekttransistors gebildeten differentiellen Ausgang der Verstärkeranordnung

gekoppelt ist.

Gemäß einer anderen Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung ist die Verstärkeranordnung mit einer Anschwing-Hilfsschaltung gekoppelt, durch die während

- 5 einer vorgegebenen Zeitdauer bei Inbetriebnahme der Oszillatorschaltung den Gate-Anschlüssen der an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung eine Differenzspannung zugeführt wird.

- 10 Bevorzugt umfasst dabei die Anschwing-Hilfsschaltung:

- einen ersten Feldeffekttransistor, der zwischen dem Gate-Anschluss eines ersten der an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung und einem dritten Bezugspotential angeordnet ist,

- 15 ▪ einen zweiten Feldeffekttransistor, der zwischen dem Gate-Anschluss eines zweiten der an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung und dem dritten Bezugspotential angeordnet ist,

- einen Startsignaleingang zum Zuführen eines wenigstens weitgehend impuls- oder

- 20 stufenförmigen Startsignals bei Inbetriebnahme der Oszillatorschaltung und

- eine Verzögerungsstufe,

worin der Startsignaleingang unmittelbar mit einem Gate-Anschluss des ersten Feldefekttransistors der Anschwing-Hilfsschaltung und über die Verzögerungsstufe mit einem Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors der Anschwing-Hilfsschaltung

- 25 gekoppelt ist. Dabei ist als drittes Bezugspotential vorzugsweise eine an einem Versorgungsspannungsanschluss abgegebene Versorgungsspannung gewählt.

In einer anderen vorteilhaften Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung ist der Schwingquarz als Zweipol ausgebildet und mit je einem seiner Anschlüsse

- 30 an je einen der Ausgänge eines Paares differentieller Ausgänge der Verstärkeranordnung angeschlossen zum Zuführen einer von der Verstärkeranordnung abgegebenen, als differentielles Signal ausgebildeten elektromagnetischen Schwingung.

In einer anderen vorteilhaften Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung ist die Bandpass-Filteranordnung mit wenigstens je einem Paar wenigstens nahezu symmetrischer Ein- und Ausgänge (sogenannter differentieller Ein- bzw. Ausgänge)

- 5 ausgebildet zum Verarbeiten von gegenüber einem vierten Bezugspotential wenigstens nahezu symmetrisch ausgesteuerten elektromagnetischen Schwingungen (sogenannten differentiellen Signalen). Als dieses vierte Bezugspotential ist vorzugsweise ein Gleichstromarbeitspunkt der Bandpass-Filteranordnung gewählt.
- 10 Bevorzugt stimmt dabei der Gleichstromarbeitspunkt der Bandpass-Filteranordnung mit demjenigen der gesamten Oszillatorschaltung überein. In diesem Fall gleicht also das vierte Bezugspotential der Bandpass-Filteranordnung dem ersten Bezugspotential der Verstärkeranordnung und damit dem Gleichstromarbeitspunkt der gesamten Oszillatorschaltung.

15

Nach einer vorteilhaften Weiterbildung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung ist die Bandpass-Filteranordnung mit wenigstens einem Paar ihrer differentiellen Eingänge an wenigstens das mit den Anschlüssen des Schwingquarzes verbundene Paar der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung und mit wenigstens einem Paar ihrer dif-

- 20 ferentiellen Ausgänge an wenigstens ein Paar der differentiellen Eingänge der Verstärkeranordnung angeschlossen.

Nach einer bevorzugten Weiterbildung dieser erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung ist die Bandpass-Filteranordnung mit einer Kettenschaltung wenigstens zweier

- 25 Bandpassstufen niedriger Güte ausgebildet. Zwar wäre auch ein Aufbau mit lediglich einer Bandpassstufe höherer Güte möglich. Derartig ausgestaltete Bandpassstufen weisen jedoch eine höhere Stromaufnahme auf als solche mit geringer Güte. Des weiteren führen typische Fertigungstoleranzen integrierter Halbleiterschaltungen dazu, dass Bandpassstufen hoher Güte mit der benötigten Genauigkeit bei der Einhaltung der
- 30 Mittenfrequenz der Bandpass-Filteranordnung schwieriger herzustellen sind. Durch die genannte bevorzugte Weiterbildung wird somit die Fertigung vereinfacht und der Energiebedarf der Oszillatorschaltung vermindert.

- Insbesondere sind dabei in vorteilhafter Weise die Bandpassstufen mit je einer Differenzverstärkerschaltung, die jede zwei an ihren Source-Anschlüssen gekoppelte Feldeffekttransistoren aufweist, sowie mit einem Paar differentieller Eingänge und einem
- 5 Paar differentieller Ausgänge ausgebildet, wobei die differentiellen Eingänge über je eine Hochpassschaltung mit je einem Gate-Anschluss je eines der Feldeffekttransistoren gekoppelt sind und je ein Drain-Anschluss der Feldeffekttransistoren je einen der differentiellen Ausgänge der Bandpassstufen bildet, welcher Drain-Anschluss weiterhin über je eine Tiefpassschaltung an einen ein fünftes Bezugspotential führenden Anschluss an-
- 10 geschlossen ist, wobei die differentiellen Eingänge einer ersten der in Kettenschaltung angeordneten Bandpassstufen diejenigen differentiellen Eingänge der Bandpass-Filteranordnung bilden, die mit den Anschlüssen des Schwingquarzes verbunden sind, und wobei die differentiellen Ausgänge einer letzten der in Kettenschaltung angeordneten Bandpassstufen diejenigen differentiellen Ausgänge der Bandpass-
- 15 Filteranordnung bilden, die an die differentiellen Eingänge der Verstärkeranordnung angeschlossen sind. Als fünftes Bezugspotential wird bevorzugt ein Massepotential gewählt. Somit stimmt vorzugsweise das zweite Bezugspotential mit dem fünften Bezugspotential überein.
- 20 Gemäß einer vorteilhaften Fortbildung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung sind die Hochpassschaltungen und/oder die Tiefpassschaltungen als RC-Netzwerke ausgebildet. Diese lassen sich für die zu erzeugenden hohen Frequenzen mit den übrigen Bauteilen der Oszillatorschaltung auf einem gemeinsamen Halbleiterkörper in integrierter Halbleitertechnik aufbauen.
- 25

Bevorzugt weisen die RC-Netzwerke schaltbare ohmsche Widerstände auf. Damit ist eine Änderung der Filterkennlinien der erfindungsgemäß mit den genannten RC-Netzwerken aufgebauten Hochpassschaltungen und/oder Tiefpassschaltungen möglich. Insbesondere wird eine vorteilhafte Anordnung durch zusätzlich eine Abgleichsteuerschaltung zum Abgleichen der Widerstandswerte der schaltbaren ohmschen Widerstände in den RC-Netzwerken mit einem Referenzwiderstand erhalten. Ein solcher, in der Regel

- außerhalb einer integrierten Halbleiterschaltung angeordneter Referenzwiderstand ist in vielen Fällen, insbesondere für Schaltungsanordnungen, in denen analoge und digitale Signale gemeinsam verarbeitet werden, ohnehin vorhanden und muss daher für die erfindungsgemäße Oszillatorschaltung nicht zusätzlich vorgesehen werden. Durch die
- 5 Abgleichsteuerschaltung wird ein Abgleich insbesondere beim bzw. unmittelbar nach dem Hochfahren der Oszillatorschaltung, d.h. dem Hochlauf der Versorgungsspannung, vorgenommen. Dabei wird ein Vergleich mit dem externen, genauen Referenzwiderstand ausgeführt und bei Abweichungen die abzulegenden ohmschen Widerstände der RC-Netzwerke auf einen korrekten Widerstandswert umgeschaltet,
- 10 womit durch die Fertigung bedingte Schwankungen dieser Widerstandswerte minimiert werden können.

Nach einer anderen Ausgestaltung umfasst die erfindungsgemäße Oszillatorschaltung eine mit wenigstens einem Paar der differentiellen Ausgänge der Bandpass-Filteranordnung gekoppelte Konverterschaltung zum Umwandeln des von diesen differentiellen Ausgängen abgegebenen differentiellen Signals in eine gegenüber dem vierten Bezugspotential asymmetrisch ausgesteuerte elektromagnetische Schwingung. Dadurch kann die Oszillatorschaltung für die Verarbeitung differentieller Signale ausgelegt sein, wohingegen ihr Ausgangssignal, die abzugebende Schwingung, als asymmetrisch ausgesteuertes Signal geliefert werden kann.

- Die Auslegung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung zur Verarbeitung differentieller Signale erweist sich als besonders vorteilhaftes Mittel zur Reduzierung der Anfälligkeit gegenüber den eingangs genannten, als „Jitter“ bezeichneten Instabilitäten.
- 25 Durch diese Auslegung der Oszillatorschaltung wird somit ihre Robustheit gegenüber diesen Instabilitäten bedeutend verbessert.

- Eine vorteilhafte Weiterbildung der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung ist ferner dadurch gekennzeichnet, dass die Konverterschaltung umfasst:
- 30 ▪ eine als Differenzverstärker mit an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldefektransistoren ausgebildete Eingangsstufe, der das umzuwandelnde differentielle Signal zugeleitet wird,

- eine mit über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelten Feldeffekttransistoren ausgebildete erste Stromspiegelstufe zum Spiegeln eines ersten differentiellen Ausgangssignals der Eingangsstufe der Konverterschaltung in ein erstes Zwischensignal,
- eine mit über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelten Feldeffekttransistoren ausgebildete 5 zweite Stromspiegelstufe zum Spiegeln eines zweiten differentiellen Ausgangssignals der Eingangsstufe der Konverterschaltung in ein zweites Zwischensignal,
- eine mit über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelten Feldeffekttransistoren ausgebildete dritte Stromspiegelstufe zum Spiegeln des ersten Zwischensignals der ersten Stromspiegelstufe der Konverterschaltung in ein drittes Zwischensignal,
- 10 ▪ eine als Stromknoten ausgebildete Subtraktionsschaltung zum Subtrahieren des zweiten Zwischensignals vom dritten Zwischensignal,
- eine Ausgangstreiberschaltung; worin die dritte Stromspiegelstufe ferner gekoppelt ist mit
  - einer Einschalt-Hilfsstufe mit einem ersten Kaskode-Feldeffekttransistor im Eingangszweig der dritten Stromspiegelstufe und
  - einer Ausschalt-Hilfsstufe, umfassend
    - eine erste kaskadierte Stufe mit einer Reihenschaltung aus
      - einem ersten Feldeffekttransistor, der in die zweite Stromspiegelstufe einge-fügt ist und der gemeinsam mit der zweiten Stromspiegelstufe durch das zweite differentielle Ausgangssignal der Eingangsstufe der Konverterschal-tung angesteuert wird zur Abgabe eines vierten Zwischensignals, welches zumindest abschnittsweise im wesentlichen proportional zum zweiten Zwi-schensignal ist,
      - einem als Feldeffekttransistor ausgebildeten Eingangstransistor einer vierten Stromspiegelstufe und
      - einem zweiten Kaskode-Feldeffekttransistor im Eingangszweig der vierten Stromspiegelstufe,
    - die vierte Stromspiegelstufe zum Spiegeln des vierten Zwischensignals in ein fünftes Zwischensignal und zu dessen Einspeisen in die dritte Stromspiegelstufe, umfassend
      - den als Feldeffekttransistor ausgebildeten Eingangstransistor zum Zuführen des vierten Zwischensignals und

- einen als Feldeffekttransistor ausgebildeten Ausgangstransistor zum Abgeben des fünften Zwischensignals,
- und worin eine Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung vorgesehen ist zum Zuführen einer gemeinsamen Kaskodenvorspannung an miteinander gekoppelte Gate-Anschlüsse des ersten und des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors.

Durch diese Ausgestaltung der Konverterschaltung kann die Flankensteilheit des Ausgangssignals der Oszillatorschaltung, d.h. der von ihr abzugebenden Schwingung, erhöht werden. Damit wird eine weitere Verringerung Abhängigkeit dieses Ausgangssignals von den eingangs genannten, als „Jitter“ bezeichneten Instabilitäten erzielt.

In einer weiteren Fortbildung der Erfindung umfasst die Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung eine Reihenschaltung aus einem ersten und einem zweiten Feldeffekttransistor sowie einer Konstantstromquelle, die zwischen einem ein sechstes Bezugspotential führenden Anschluss und einem ein siebtes Bezugspotential führenden Anschluss angeordnet ist, wobei dieser erste Feldeffekttransistor mit seinem Drain-Anschluss an einen Source-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors angeschlossen ist und Gate-Anschlüsse dieses ersten und zweiten Feldeffekttransistors miteinander, mit einem Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors und mit den Gate-Anschläßen des ersten und des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors verbunden sind zum Zuführen der gemeinsamen Kaskodenvorspannung. Bevorzugt ist dabei das sechste Bezugspotential gleich dem zweiten Bezugspotential und das siebte Bezugspotential gleich dem dritten Bezugspotential gewählt, so dass das sechste Bezugspotential bevorzugt dem Massepotential und das siebte Bezugspotential bevorzugt der Versorgungsspannung entspricht.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und werden im Nachfolgenden näher beschrieben. Es zeigen

- 30 Fig. 1 das Prinzipschaltbild eines als sog. Pierce-Oszillator ausgebildeten Quarzoszillators für einen Betrieb mit der Grundschwingung des Schwingquarzes,  
Fig. 2 das Prinzipschaltbild eines als sog. Pierce-Oszillator ausgebildeten Quarzoszil-

lators für einen Betrieb mit einer Oberschwingung des Schwingquarzes und Unterdrückung der Grundschwingung,

Fig. 3 ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung,

5 Fig. 4 ein Ersatzschaltbild eines Grundwellenquarzes,

Fig. 5 ein Ersatzschaltbild eines Obertonquarzes,

Fig. 6 ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer einfachen Verstärkeranordnung in einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung,

10 Fig. 7 Diagrammdarstellungen zur Übertragungsfunktion einer Verstärkeranordnung gemäß Fig. 6 mit einem Obertonquarz,

Fig. 8 ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer verbesserten Verstärkeranordnung in einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung,

Fig. 9 ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer weiter verbesserten Verstärkeranordnung in einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung,

15 Fig. 10 ein Ausführungsbeispiel einer Bandpass-Filteranordnung in einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung mit einer Kettenschaltung dreier Bandpassstufen,

Fig. 11 ein Ausführungsbeispiel für eine Bandpassstufe aus dem Ausführungsbeispiel der Bandpass-Filteranordnung gemäß Fig. 10,

20 Fig. 12 Diagrammdarstellungen zum Beispiel einer Übertragungsfunktion einer Verstärkeranordnung, insbesondere gemäß Fig. 8 oder 9, mit einem Obertonquarz und einer Bandpass-Filteranordnung, insbesondere gemäß Fig. 10 oder 11, sowie zur Gesamtübertragungsfunktion eines Ausführungsbeispiels einer damit ausgebildeten Oszillatorschaltung bei aufgetrennter Rückkopplung von der Bandpass-Filteranordnung zur Verstärkeranordnung,

25

Fig. 13 Diagrammdarstellungen zum Beispiel einer Gesamtübertragungsfunktion eines Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung nach Fig. 3 mit einem Obertonquarz bei aufgetrennter Rückkopplung von der Bandpass-Filteranordnung zur Verstärkeranordnung in Detailausschnitten der

30 Diagrammdarstellungen nach Fig. 12,

Fig. 14 ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer in einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung eingesetzten einfachen Konverterschaltung zum

Umwandeln eines differentiellen Signals in eine asymmetrisch ausgesteuerte elektromagnetische Schwingung und

- Fig. 15 ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer in einer erfindungsge-  
mäßen Oszillatorschaltung eingesetzten verbesserten Konverterschaltung zum  
5 Umwandeln eines differentiellen Signals in eine asymmetrisch ausgesteuerte  
elektromagnetische Schwingung.

Darin sind übereinstimmende Elemente stets mit denselben Bezugszeichen versehen.

- 10 In dem als Wechselstrom-Eratzschaltbild dargestellten Prinzipschaltbild des als Grund-  
wellen-Oszillator mit einem Schwingquarz ausgebildeten Pierce-Oszillators nach Fig. 1  
ist der Schwingquarz mit dem Bezugszeichen 1 bezeichnet und mit je einem seiner bei-  
den Anschlüsse mit einem Eingang 2 und einem Ausgang 3 eines invertierenden Ver-  
stärkers 4 verbunden. Parallel zum Schwingquarz 1 ist ein Lastwiderstand 5 geschaltet.  
15 Der Eingang 2 und der Ausgang 3 des Verstärkers 4 sind über je eine Kapazität 6 bzw. 7  
an einen Masseanschluss 8 geführt.

- Ganz allgemein ausgedrückt zeichnet sich ein schwingfähiges System dadurch aus, dass  
es eine rückgekoppelte Schleife besitzt, deren Übertragungsfunktion bei geöffneter  
20 Schleife die „Schwingbedingung“ erfüllt, d.h., dass der Betrag der  
Übertragungsfunktion größer oder gleich 1 und ihr Phasengang ein Vielfaches von  $360^\circ$   
beträgt. Eine nicht erwünschte Resonanzfrequenz in diesem schwingfähigen System  
kann dadurch unterdrückt werden, dass bei dieser Frequenz der Betrag der  
Übertragungsfunktion kleiner als 1 ist und/oder ihr Phasengang von einem Vielfachen  
25 von  $360^\circ$  abweicht.

- Fig. 2 zeigt eine Abwandlung des Pierce-Oszillators nach Fig. 1 für einen Betrieb auf  
einer Oberschwingung des Schwingquarzes 1. Dazu ist ein aus einer Reihenschaltung  
einer Schwingkreiskapazität 9 und einer Schwingkreisinduktivität 10 gebildeter LC-  
30 Reihenschwingkreis extern parallel zum Schwingquarz geschaltet. Der Reihenschwing-  
kreis 9, 10 ist auf die Grundschwingung des Schwingquarzes abgestimmt. Durch ihn  
wird diese Grundschwingung zwischen dem Eingang 2 und dem Ausgang 3 des Verstär-

kers 4 kurzgeschlossen. Dadurch wird bei der Frequenz dieser Grundschwingung der Betrag der Übertragungsfunktion kleiner als 1 und somit die Schwingbedingung nicht erfüllt.

- 5 Hierbei muss – wie bereits eingangs ausgeführt – streng genommen jede nicht erwünschte Resonanzfrequenz des Schwingquarzes, zumindest aber jede, deren Frequenz geringer ist als die Frequenz der gewünschten Oberschwingung des Schwingquarzes und die damit geringer ist als die gewünschte Frequenz des Oszillators, durch einen separaten LC-Reihenschwingkreis abgedämpft werden, d.h. dass z.B. bei
- 10 Betrieb auf der fünften Oberschwingung des Schwingquarzes die Grundschwingung und die dritte Oberschwingung durch je einen entsprechend abgestimmten LC-Reihenschwingkreis bedämpft werden müssen. In der Praxis sind daher meist nur Oberschwingungs-Oszillatoren mit Grundschwingungsunterdrückung gebräuchlich, welche auf der dritten Oberschwingung betrieben werden, da sonst die
- 15 Oszillatorschaltungen zu aufwendig werden.

Fig. 3 zeigt in einer prinzipiellen Darstellung ein Schaltbild eines Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung. Diese umfasst eine Verstärkeranordnung 11 mit je einem Paar symmetrischer Eingänge 12, 13 und Ausgänge 14, 15, sogenannter differentieller Ein- bzw. Ausgänge. An das Paar der symmetrischen Ausgänge 14, 15 ist ein Schwingquarz 1 mit je einem seiner Anschlüsse 16, 17 angeschlossen. Eine Bandpass-Filteranordnung 18 ist mit einem Paar symmetrischer Eingänge 19, 20 an die Anschlüsse 16 bzw. 17 des Schwingquarzes 1 und an das Paar der symmetrischen Ausgänge 14, 15 der Verstärkeranordnung 11 angeschlossen. Mit einem Paar symmetrischer Ausgänge 21, 22 ist die Bandpass-Filteranordnung 18 auf das Paar symmetrischer Eingänge 12, 13 der Verstärkeranordnung 11 rückgekoppelt und somit die rückgekoppelte Schleife des schwingfähigen Systems geschlossen. Durch ihre Ausgestaltung mit differentiellen Ein- bzw. Ausgängen ist die Oszillatorschaltung aus Verstärkeranordnung 11, Schwingquarz 1 und Bandpass-Filteranordnung 18 zum Verarbeiten von gegenüber einem ersten Bezugspotential wenigstens nahezu symmetrisch ausgesteuerten elektromagnetischen Schwingungen (sogenannten differentiellen Signalen) ausgebildet. Dabei entspricht das erste Bezugspotential dem Gleichstromarbeitspunkt der Verstärkeranord-

nung 11 und bevorzugt auch demjenigen der Bandpass-Filteranordnung 18 und damit dem der gesamten Oszillatorschaltung.

- In der Oszillatorschaltung nach Fig. 3 weist die Verstärkeranordnung 11 eine Übertragungsfunktion auf, deren Frequenzgang von den Eigenschaften des angeschlossenen Schwingquarzes 1 abhängt. Die Amplituden-Frequenz-Charakteristik der Übertragungsfunktion der Verstärkeranordnung 11 zeigt Maxima im Bereich der Resonanzfrequenzen des Schwingquarzes 1, da dort dessen Impedanz Maxima aufweist. Durch Dimensionierung der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und/oder der Phasen-Frequenz-
- 5 Charakteristik der Bandpass-Filteranordnung 18 in Abhängigkeit von der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung 11 und des Schwingquarzes 1 wird nun erreicht, dass die Schwingbedingung in der Oszillatorschaltung für ausschließlich eine ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes 1 erfüllt ist und die durch diese ausgewählte Oberschwingung des
- 10 Schwingquarzes 1 gebildete hochfrequente elektromagnetische Schwingung an den Ausgängen 21, 22 der Bandpass-Filteranordnung 18 verfügbar ist. Anders ausgedrückt wird die Bandpass-Filteranordnung 18 auf die ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes 1 abgestimmt und der Verstärkungsfaktor (d.h. die Amplituden-Frequenz-Charakteristik) der Verstärkeranordnung 11 gerade so groß dimensioniert,
- 15 dass der Betrag der Übertragungsfunktion von Verstärkeranordnung 11, Schwingquarz 1 und Bandpass-Filteranordnung 18 bei geöffneter Schleife nur bei der ausgewählten Oberschwingung des Schwingquarzes 1 größer oder gleich 1 ist. Außerdem ist bei dieser ausgewählten Oberschwingung des Schwingquarzes 1 die Phasenbedingung zu erfüllen. Dann schwingt die Oszillatorschaltung exakt auf der ausgewählten
- 20 Oberschwingung des Schwingquarzes 1.
- 25

- In Fig. 3 wird ein Ausgangssignal der Oszillatorschaltung von den Ausgängen 21, 22 der Bandpass-Filteranordnung 18 über eine Konverterschaltung 23 abgegriffen, die zum Umwandeln des von diesen differentiellen Ausgängen 21, 22 abgegebenen differentiellen Signals in eine gegenüber dem Gleichstromarbeitspunkt der Bandpass-Filteranordnung 18 asymmetrisch ausgesteuerte elektromagnetische Schwingung dient. Dazu ist das Paar der differentiellen Ausgänge 21, 22 der Bandpass-Filteranordnung 18 mit

einem Paar differentieller Eingänge 24 bzw. 25 der Konverterschaltung 23 gekoppelt. Die asymmetrisch ausgesteuerte elektromagnetische Schwingung wird an einem Ausgang 26 der Konverterschaltung 23 abgegeben. Sie kann vorzugsweise als Rechtecksignal ausgebildet sein.

5

In Fig. 3 zeigen Pfeile 27 die Richtung des Signalflusses in der dargestellten Oszillatorschaltung an.

Zur näheren Erläuterung der Funktion der Verstärkeranordnung 11 sei kurz auf das Er-

10 satzschaltbild eines Schwingquarzes 1 eingegangen, wie es in Fig. 4 schematisch dargestellt ist. Danach stellt der Schwingquarz einen elektrischen Zweipol dar, der in an sich bekannter Weise eine Parallelschaltung eines Reihenschwingkreises aus einer Kapazität 28, einer Induktivität 29 und einem ohmschen Widerstand 30 einerseits mit einer An-schlusskapazität 31 andererseits umfasst. Dabei werden die Kapazität 28 und die  
15 Induktivität 29 durch die mechanischen Eigenschaften des Schwingquarzes, der ohmsche Widerstand durch seine Dämpfung und die Anschlusskapazität 31 durch die Größe der Elektroden und Zuleitungen bestimmt. Bei der Resonanz des Reihenschwingkreises aus Kapazität 28, Induktivität 29 und ohmschem Widerstand 30 besitzt der Schwingquarz 1 zwischen seinen Anschläßen 16 und 17 gemessen eine sehr  
20 geringe Impedanz, bei der bei etwas höherer Frequenz liegenden sogenannten Parallelresonanz, die zusammen mit der Anschlusskapazität 31 gebildet wird, steigt die Impedanz deutlich an.

Bei einem Schwingquarz 1, der gemäß Fig. 5 als Obertonquarz ausgebildet ist, welcher

25 mehrere Resonanzfrequenzen besitzt, ist dieser Wechsel des Betrages der Impedanz des Schwingquarzes 1 auch bei jeder Quarzobertonschwingung zu beobachten. Fig. 5 zeigt vereinfachend ein Ersatzschaltbild eines Obertonquarzes mit Ersatzelementen außer für die Grundschwingung auch noch für die dritte und die fünfte Oberschwingung. Dabei bildet in Fig. 5 eine Reihenschaltung aus einer Kapazität 32, einer Induktivität 33 und  
30 einem ohmschen Widerstand 34 einen Reihenschwingkreis zur Darstellung der Reihen-resonanz bei der dritten Oberschwingung; eine Reihenschaltung aus einer Kapazität 35, einer Induktivität 36 und einem ohmschen Widerstand 37 bildet einen Reihenschwing-kreis zur Darstellung der Reihenresonanz bei der fünften Oberschwingung; usw.

Dieses Verhalten des Schwingquarzes 1 wird in der im folgenden beschriebenen Verstärkeranordnung 11 genutzt, um bei jeder Parallelresonanz des Schwingquarzes 1 eine explizit ausgeprägte Spitze des Betrages der Verstärkung zu erhalten. Das Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer solchen Verstärkeranordnung 11 ist in Fig. 6 dargestellt. Diese Verstärkeranordnung 11 weist eine differentielle Eingangsstufe auf, die aus zwei an ihren Source-Anschlüssen 40 bzw. 41 miteinander und mit einem ersten Anschluss 43 einer Konstantstromquelle 42 verbundenen Feldeffekttransistoren 38 und 39 besteht. Ein zweiter Anschluss 44 der Konstantstromquelle 42 ist mit einem Versorgungsspannungsanschluss 45 verbunden, an dem eine vorzugsweise ein drittes Bezugspotential bildende Versorgungsspannung abgegeben wird.

Gate-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 38 und 39 bilden den ersten bzw. den zweiten symmetrischen (differentiellen) Eingang 12 bzw. 13 der Verstärkeranordnung 11. 15 Drain-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 38 und 39 bilden den ersten bzw. den zweiten symmetrischen (differentiellen) Ausgang 14 bzw. 15 der Verstärkeranordnung 11 zum Anschließen des gestrichelt dargestellten Schwingquarzes 1 über seine Anschlüsse 16 bzw. 17. Diese Drain-Anschlüsse, d.h. die Ausgänge 14 bzw. 15 der Verstärkeranordnung 11, sind weiterhin über je eine Laststrecke, die je einen als Ausgangslasttransistor 46 bzw. 47 bezeichneten Feldeffekttransistor umfasst, mit einem ein zweites Bezugspotential führenden Anschluss gekoppelt. Dabei ist als zweites Bezugspotential vorzugsweise das Massepotential am Masseanschluss 8 gewählt. Gate-Anschlüssen der Ausgangslasttransistoren 46 und 47 wird über einen gemeinsamen Steuerspannungsanschluss 48 eine Steuerspannung zum Einstellen von in den Ausgangslasttransistoren 46 20 und 47 fließenden Lastströmen zugeführt.

In den Fig. 4 bis 6 zeigen Pfeile 27 wieder die Richtung des Signalflusses in den dargestellten Schaltungen an.

30 Die Belastung der Feldeffekttransistoren 38 und 39 der differentiellen Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 11 wird durch die Ausgangslasttransistoren 46 und 47 und den Schwingquarz 1 gebildet. Für niedrige Frequenzen besitzt diese Schaltung eine durch

die Transistorgeometrien bestimmte hohe Verstärkung, die ab einer durch die ohmschen Widerstände der Ausgangslasttransistoren 46 und 47 und die Anschlusskapazität 31 des Schwingquarzes 1 bestimmten Eckfrequenz stetig abnimmt.

- 5 Bei jeder Reihenresonanz des Schwingquarzes 1, d.h. bei jeder Reihenresonanz eines der Reihenschwingkreise für die Grundschwingung oder eine der Oberschwingungen im Ersatzschaltbild nach Fig. 5, nimmt die Verstärkung der Kombination aus Verstärkeranordnung 11 und Schwingquarz 1 durch den Einbruch des Betrages der Impedanz des Schwingquarzes 1 stark ab, um darauf bei der hohen Impedanz der folgenden Parallelresonanz, die zusammen mit der Anschlusskapazität 31 gebildet wird, stark anzusteigen.
- 10 Dabei wird im Bereich der Parallelresonanzen die Anschlusskapazität 31 unwirksam, da sie Teil der vom Schwingquarz 1 gebildeten Parallelschwingkreise ist. Das aus der Anschlusskapazität 31 des Schwingquarzes 1 und den ohmschen Widerständen der Ausgangslasttransistoren 46 und 47 gebildete Tiefpassverhalten ist im Bereich jeder
- 15 Parallelresonanz aufgehoben.

Fig. 7 zeigt Diagrammdarstellungen zur Übertragungsfunktion der Verstärkeranordnung 11 gemäß Fig. 6 mit einem als Obertonquarz ausgebildeten Schwingquarz 1. (Dabei ist diese Diagrammdarstellung in der Beschriftung der darin enthaltenen Teildiagramme a)

20 bis c) mit „Bild 8“ bezeichnet.)

In der oberen Hälfte des Teildiagramms a) der Fig. 7 ist ein Beispiel einer Phasen-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung 11 zusammen mit dem Schwingquarz 1 dargestellt, die für einen Schwingquarz 1 gilt, dessen Resonanzfrequenzen für die

25 Grundschwingung bei 16MHz und für die dritte Oberschwingung bei 48MHz liegen. Aufgetragen ist die Phase (Phase) in Winkelgraden (deg) über der in der unteren Hälfte des Teildiagramms a) der Fig. 7 eingezeichneten, logarithmischen Frequenzskala (freq) in Hertz (Hz). Die untere Hälfte des Teildiagramms a) der Fig. 7 zeigt ein Beispiel einer dazu passenden Amplituden-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung 11 zu-

30 sammen mit dem Schwingquarz 1, in der die Verstärkung (Gain) in dBV über der logarithmischen Frequenzskala (freq) in Hertz (Hz) aufgetragen ist.

Im Teildiagramm b) der Fig. 7 ist ein Detailausschnitt der Charakteristiken des Teilda-

gramms a) für den Bereich um die dritte Oberschwingung des beispielhaft dargestellten Schwingquarzes 1 bei 48MHz wiedergegeben. Dabei ist der Detailausschnitt aus der Amplituden-Frequenz-Charakteristik (Gain) in der oberen Hälfte des Teildiagramms b) und der Detailausschnitt aus der Phasen -Frequenz-Charakteristik (Phase) in der unteren 5 Hälfte des Teildiagramms b) abgebildet.

Im Teildiagramm c) der Fig. 7 ist ein Detailausschnitt der Charakteristiken des Teildiagramms a) für den Bereich um die Grundschwingung des beispielhaft dargestellten Schwingquarzes 1 bei 16MHz wiedergegeben. Dabei ist der Detailausschnitt aus der 10 Amplituden-Frequenz-Charakteristik (Gain) in der oberen Hälfte des Teildiagramms c) und der Detailausschnitt aus der Phasen -Frequenz-Charakteristik (Phase) in der unteren Hälfte des Teildiagramms c) abgebildet.

An diesen Diagrammen ist zu sehen, dass sich außerhalb der Resonanzbereiche das beschriebene Tiefpassverhalten zeigt, welches sich auch im Phasengang der Schaltung widerspiegelt. Die Phase liegt außerhalb der Resonanzstellen des Schwingquarzes 1 bei -90°, steigt bei der Reihenresonanz auf 0° und steigt weiter an bis auf maximal +90°, die jedoch nur theoretisch bei einer unendlich hohen Güte des Schwingquarzes 1 erreicht werden könnten, d.h. wenn die ohmschen Widerstände 30, 34, 37 im Ersatzschaltbild 20 des Schwingquarzes 1 nach Fig. 4 oder 5 zu Null werden. Außerdem bedeutet dies, dass eine höhere Güte des Schwingquarzes 1 in einem gewissen Rahmen zu einer höheren Verstärkung führt. Von diesem Maximum oberhalb der Reihenresonanz sinkt der Wert der Phase zunächst wieder auf 0° bei der Frequenz der Parallelresonanz und danach weiter auf den Wert von -90°, der durch das beschriebene Tiefpassverhalten bedingt ist.

25

Von Bedeutung sind nun die Nulldurchgänge der Phasen -Frequenz-Charakteristik der Zusammenschaltung aus Verstärkeranordnung 11 und Schwingquarz 1, da hier eine der beiden notwendigen Teilbedingungen der Schwingbedingung erfüllt ist. Im Falle eines Nulldurchgangs der Phasen -Frequenz-Charakteristik bei einer Serienresonanz ergibt 30 sich eine besonders geringe Verstärkung, im Falle eines Nulldurchgangs der Phasen-Frequenz-Charakteristik bei einer Parallelresonanz eine besonders hohe Verstärkung der genannten Zusammenschaltung. Wie aus den in Fig. 7, Teildiagramme a) und b), darge-

stellten Verläufen der Amplituden-Frequenz-Charakteristik (Gain) zu ersehen ist, wäre bei direkter Rückführung des Signals an den Ausgängen 14, 15 der Verstärkeranordnung 11 auf ihre Eingänge 12, 13 sowohl bei der Grundschwingung des Schwingquarzes 1 als auch bei seiner dritten Oberschwingung die Schwingbedingung erfüllt. Die 5 Frequenzen, für die dies gilt, sind in den Teildiagrammen b) und c) mit den Kennungen (Markern) M2 bzw. M3 markiert.

Fig. 8 zeigt ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer gegenüber dem in Fig. 6 dargestellten Schaltbild verbesserten Verstärkeranordnung 49 zum Einsatz in 10 einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung. Dargestellt ist eine Erweiterung des Prinzipschaltbilds der Verstärkeranordnung 11 nach Fig. 6 um eine Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50, um eine Arbeitspunkt-Regelstufe 51 und um eine Offset-Kompensationseinrichtung 52. In der verbesserten Verstärkeranordnung 49 nach Fig. 8 sind die aus Fig. 6 bekannten Elemente wieder mit denselben Bezugszeichen versehen.

15 Die Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50 in der verbesserten Verstärkeranordnung 49 dient zum Erzeugen einer Steuerspannung, die über den gemeinsamen Steuerspannungsanschluss 48 den Gate-Anschlüssen der Ausgangslasttransistoren 46 und 47 zum Einstellen von in den Ausgangslasttransistoren 46 und 47 fließenden Lastströmen zuge- 20 führt wird. Dazu umfasst die Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50 eine Reihenschaltung aus einer Konstantstromquelle 54 und einem zwischen seinem Drain- und Gate-Anschluss überbrückten Feldeffekttransistor 55. Der Source-Anschluss dieses zwischen seinem Drain- und Gate-Anschluss überbrückten Feldeffekttransistors 55 ist über die Drain-Source-Strecke eines weiteren Feldeffekttransistors 56 mit dem 25 Masseanschluss 8 verbunden. Eine Glättungskapazität 57 ist zwischen dem Gate-Anschluss des zwischen seinem Drain- und Gate-Anschluss überbrückten Feldeffekttransistors 55 und dem Masseanschluss 8 eingefügt. Außerdem ist der weitere Feldeffekttransistor 56 der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50 mit seinem Gate-Anschluss an den Drain-Anschluss des zwischen seinem Drain- und Gate-Anschluss 30 überbrückten Feldeffekttransistors 55 angeschlossen. Ein den Feldeffekttransistoren 55, 56 der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50 abgewandter Anschluss 53 der Konstantstromquelle 54 ist mit dem Versorgungsspannungsanschluss 45 verbunden.

Der weitere Feldeffekttransistor 56 der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50 ist im Ausführungsbeispiel nach Fig. 8 zugleich Bestandteil der Arbeitspunkt-Regelstufe 51. Diese umfasst weiterhin einen ersten Feldeffekttransistor 58, dessen Drain-Source-  
5 Streke in der ersten Laststrecke in Reihe mit dem dortigen Ausgangslasttransistor 46 angeordnet ist, sowie einen zweiten Feldeffekttransistor 59, dessen Drain-Source-Strecke in der zweiten Laststrecke in Reihe mit dem dortigen Ausgangslasttransistor 47 angeordnet ist. Ein Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 58 der Arbeitspunkt-Regelstufe 51 ist mit dem ersten differentiellen Ausgang 14 der Verstärkeranordnung 49  
10 verbunden. Ein Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 59 der Arbeitspunkt-Regelstufe 51 ist mit dem zweiten differentiellen Ausgang 15 der Verstärkeranordnung 49 verbunden. Der erste und der zweite Feldeffekttransistor 58, 59 der Arbeitspunkt-Regelstufe 51 sind mit ihren Source-Anschlässen an den Masseanschluss 8, der das Massepotential als das zweite Bezugspotential führt, angeschlossen. Die Arbeitspunkt-  
15 Regelstufe 51 bewirkt eine Regelung des Gleichstromarbeitspunkts der Spannung an den differentiellen Ausgängen 14, 15 der Verstärkeranordnung 49.

Die Offset-Kompensationseinrichtung 52 enthält im Ausführungsbeispiel nach Fig. 8 eine erste Hochpassschaltung aus einem ohmschen Widerstand 60 und einer Kapazität 61. Diese erste Hochpassschaltung 60, 61 ist zwischen dem ersten differentiellen Eingang 12 der Verstärkeranordnung 49, dem mit dem ersten differentiellen Eingang 12 gekoppelten Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 38 der von der Verstärkeranordnung 49 umfassten Differenzverstärkerschaltung (die auch als differentielle Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 49 bezeichnet ist) und dem vom Drain-Anschluss 25 dieses ersten Feldeffekttransistors 38 gebildeten differentiellen Ausgang 14 eingefügt. Die Offset-Kompensationseinrichtung 52 enthält ferner eine zweite Hochpassschaltung aus einem ohmschen Widerstand 62 und einer Kapazität 63. Diese zweite Hochpassschaltung 62, 63 ist zwischen dem zweiten differentiellen Eingang 13 der Verstärkeranordnung 49, dem mit dem zweiten differentiellen Eingang 13 gekoppelten Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 39 der differentiellen Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 49 und dem vom Drain-Anschluss dieses zweiten Feldeffekttransistors 39 gebildeten differentiellen Ausgang 15 eingefügt. Die

Grenzfrequenzen der ersten Hochpassschaltung 60, 61 und der zweiten Hochpassschaltung 62, 63 sind klein gegenüber dem Frequenzarbeitsbereich der Oszillatorschaltung und tragen daher in der Umgebung der Frequenz der ausgewählten Oberschwingung des Schwingquarzes 1 nicht zu einer Phasenverschiebung bei.

5

Aufgrund der zumindest theoretisch völligen Symmetrie der differentiellen Schaltungsauslegung der Oszillatorschaltung erfolgt ein Anschwingen nur durch thermisches Rauschen oder durch extern an den Anschlüssen 16, 17 des Schwingquarzes 1 eingebrachte asymmetrische Störungen. Eine deutliche Reduzierung der Anschwingdauer lässt sich

10 durch eine Erweiterung der in der erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung eingesetzten Verstärkeranordnung 49 erzielen, wie sie in Fig. 9 dargestellt ist.

Fig. 9 zeigt ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer gegenüber dem in Fig. 8 dargestellten Schaltbild verbesserten Verstärkeranordnung 64 zum Einsatz in 15 einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung. Dargestellt ist eine Erweiterung des Prinzipschaltbilds der Verstärkeranordnung 49 nach Fig. 8 um eine Anschwing-Hilfsschaltung 65. In der verbesserten Verstärkeranordnung 64 nach Fig. 9 sind die bereits zu Fig. 8 beschriebenen Elemente wieder mit denselben Bezugszeichen versehen.

20 Gemäß dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 9 umfasst die Anschwing-Hilfsschaltung 65 einen ersten Feldeffekttransistor 66, einen zweiten Feldeffekttransistor 67, einen Startsignaleneingang 68 und eine Verzögerungsstufe 69. Der erste Feldeffekttransistor 66 der Anschwing-Hilfsschaltung 65 ist zwischen dem Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 38 der differentiellen Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 64 und einem 25 dritten Bezugspotential führenden Anschluss angeordnet. Dieser das dritte Bezugspotential führende Anschluss wird in Fig. 9 durch den die Versorgungsspannung führenden Versorgungsspannungsanschluss 45 gebildet. Der zweite Feldeffekttransistor 67 der Anschwing-Hilfsschaltung 65 ist zwischen dem Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 39 der differentiellen Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 64 30 und dem Versorgungsspannungsanschluss 45 angeordnet. Der Startsignaleneingang 68 ist unmittelbar mit einem Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 66 der Anschwing-Hilfsschaltung 65 und über die Verzögerungsstufe 69 mit einem Gate-

Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 67 der Anschwing-Hilfsschaltung 65 gekoppelt.

- Bei Inbetriebnahme der Oszillatorschaltung wird von außen an den Startsignaleingang
- 5 68 ein wenigstens weitgehend impuls- oder stufenförmiges Startsignal angelegt. Dieses Startsignal wird dem Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 66 der Anschwing-Hilfsschaltung 65 unmittelbar und dem Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 67 der Anschwing-Hilfsschaltung 65 über die Verzögerungsstufe 69 zeitlich verzögert zugeführt. Dadurch wird während einer vorgegebenen Zeitdauer
- 10 bei Inbetriebnahme der Oszillatorschaltung den Gate-Anschlüssen der Feldeffekttransistoren 38, 39 der differentiellen Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 64 eine Differenzspannung zugeführt, womit gezielt eine zeitlich begrenzte Störung eingebracht und so die durch die differentielle Oszillatorschaltung vorgegebene Symmetrie kurzfristig aufgehoben wird.

15

- Fig. 10 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer Bandpass-Filteranordnung 18 in einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung mit einer Kettenbildung dreier Bandpassstufen 70, 71 und 72, die zwischen den symmetrischen Eingängen 19, 20 und den symmetrischen Ausgängen 21, 22 der Bandpass-Filteranordnung 18 angeordnet sind. Der Zweck der
- 20 Bandpass-Filteranordnung 18 besteht darin, aus allen Resonanzfrequenzen des Schwingquarzes 1, für die in der Zusammenschaltung des Schwingquarzes 1 mit der Verstärkeranordnung 11, 49 bzw. 64 die Schwingbedingung erfüllt ist, nur die erwünschte Resonanzfrequenz auszuwählen und alle nicht erwünschten Resonanzfrequenzen zu unterdrücken. Durch Dimensionierung der Amplituden-
- 25 Frequenz-Charakteristik und/oder der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Bandpass-Filteranordnung 18 in Abhängigkeit von der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung 11, 49 bzw. 64 und des Schwingquarzes 1 soll somit für die gesamte Oszillatorschaltung die Schwingbedingung, d.h. die Phasen- und / oder Verstärkungsbedingung für eine
- 30 Oszillation, für ausschließlich eine ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes erfüllt und ihre Erfüllung für die nicht erwünschten Resonanzfrequenzen verhindert werden. Die auf diese Weise ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes 1 bildet

eine hochfrequente elektromagnetische Schwingung, welche am Ausgang der Bandpass-Filteranordnung 18 verfügbar ist.

- Die dreistufige Ausführung der Bandpass-Filteranordnung 18 nach Fig. 10 ermöglicht
- 5 es dabei, die einzelnen Bandpassstufen 70, 71 und 72 mit geringerer Güte auszugestalten als bei einer Ausführung der Bandpass-Filteranordnung 18 mit einer einzigen Bandpassstufe. Dadurch kann erreicht werden, dass die Stromaufnahme aller drei Bandpassstufen 70, 71 und 72 zusammen und damit der gesamten Bandpass-Filteranordnung 18 geringer gehalten werden kann als bei einer Ausführung der
- 10 Bandpass-Filteranordnung 18 mit einer einzigen Bandpassstufe hoher Güte. Bei dieser Ausgestaltung der Bandpassstufen 70, 71 und 72 wird die Erfüllung der Schwingbedingung jedoch im wesentlichen durch die Phasen-Frequenz-Charakteristik der Bandpass-Filteranordnung 18 verhindert; d.h. die Phasenbedingung für eine Oszillation der Oszillatorschaltung ist nur im Bereich der ausgewählten
- 15 Oberschwingung des Schwingquarzes 1 erfüllt, nicht jedoch bei den übrigen Resonanzfrequenzen der Verstärkeranordnung 11, 49 bzw. 64 und des Schwingquarzes 1. Dagegen weist die Amplituden-Frequenz-Charakteristik der so ausgestalteten Bandpass-Filteranordnung 18 nur eine derart geringe Änderung über der Frequenz auf, dass die Verstärkungsbedingung für eine Oszillation der Oszillatorschaltung auch noch
- 20 im Bereich der Resonanzfrequenzen der Verstärkeranordnung 11, 49 bzw. 64 und des Schwingquarzes 1 erfüllt sein kann, die der ausgewählten Oberschwingung des Schwingquarzes 1 benachbart sind. Die Amplituden-Frequenz-Charakteristik der so ausgestalteten Bandpass-Filteranordnung 18 würde also für sich genommen für eine Frequenzselektion nicht ausreichen.
- 25 In der Bandpass-Filteranordnung 18 nach Fig. 10 weist die erste Bandpassstufe 70 einen ersten symmetrischen Eingang 73, einen zweiten symmetrischen Eingang 74, einen ersten symmetrischen Ausgang 75 und einen zweiten symmetrischen Ausgang 76 auf. Die zweite Bandpassstufe 71 weist einen ersten symmetrischen Eingang 77, einen zweiten
- 30 symmetrischen Eingang 78, einen ersten symmetrischen Ausgang 79 und einen zweiten symmetrischen Ausgang 80 auf. Die dritte Bandpassstufe 72 weist einen ersten symmetrischen Eingang 81, einen zweiten symmetrischen Eingang 82, einen ersten symmetri-

schen Ausgang 83 und einen zweiten symmetrischen Ausgang 84 auf.

- Der erste differentielle (bzw. symmetrische) Eingang 73 der ersten Bandpassstufe 70 bildet den ersten symmetrischen Eingang 19 der Bandpass-Filteranordnung 18. Der 5 zweite differentielle (bzw. symmetrische) Eingang 74 der ersten Bandpassstufe 70 bildet den zweiten symmetrischen Eingang 20 der Bandpass-Filteranordnung 18. Der erste symmetrische Ausgang 75 der ersten Bandpassstufe 70 ist mit dem ersten symmetrischen Eingang 77 der zweiten Bandpassstufe 71 in einem ersten Verbindungspunkt 85 verbunden. Der zweite symmetrische Ausgang 76 der ersten 10 Bandpassstufe 70 ist mit dem zweiten symmetrischen Eingang 78 der zweiten Bandpassstufe 71 in einem zweiten Verbindungspunkt 86 verbunden. Der erste symmetrische Ausgang 79 der zweiten Bandpassstufe 71 ist mit dem ersten symmetrischen Eingang 81 der dritten Bandpassstufe 72 in einem dritten Verbindungspunkt 87 verbunden. Der zweite symmetrische Ausgang 80 der zweiten 15 Bandpassstufe 71 ist mit dem zweiten symmetrischen Eingang 82 der dritten Bandpassstufe 72 in einem vierten Verbindungspunkt 88 verbunden. Der erste differentielle (bzw. symmetrische) Ausgang 83 der dritten Bandpassstufe 72 bildet den ersten symmetrischen Ausgang 21 der Bandpass-Filteranordnung 18. Der zweite differentielle (bzw. symmetrische) Ausgang 84 der dritten Bandpassstufe 72 bildet den zweiten symmetrischen Ausgang 22 der Bandpass-Filteranordnung 18. 20

Pfeile 27 deuten wieder die Richtung des Signalflusses in den gezeigten Schaltungen an.

- Fig. 11 zeigt als Ausführungsbeispiel für eine Bandpassstufe aus dem Ausführungsbeispiel der Bandpass-Filteranordnung 18 gemäß Fig. 10 die erste Bandpassstufe 70. Diese Bandpassstufe 70 enthält eine Differenzverstärkerschaltung aus einem ersten Feldeffekttransistor 89 und einem zweiten Feldeffekttransistor 90, die durch Verbindung ihrer Source-Anschlüsse miteinander und weiterhin an dieser Verbindung mit einem ersten Anschluss 91 einer ersten Konstantstromquelle 92 gekoppelt sind. Ein zweiter 25 Anschluss 93 der ersten Konstantstromquelle 92 ist mit dem Versorgungsspannungsanschluss 45 verbunden. Ein Drain-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 89 der ersten Bandpassstufe 70 bildet den zweiten Ausgang 76 der ersten Bandpassstufe 70. Ein Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 90 der 30

ersten Bandpassstufe 70 bildet den ersten Ausgang 75 der ersten Bandpassstufe 70.

In der ersten Bandpassstufe 70 ist der erste differentielle Eingang 73 über eine erste Hochpassschaltung mit einem Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 89

- 5 gekoppelt. Diese erste Hochpassschaltung umfasst eine erste Hochpasskapazität 94, über die der erste differentielle Eingang 73 mit dem Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 89 gekoppelt ist, und einen ersten Hochpasswiderstand 95, der mit einem ersten Anschluss 96 an den Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 89 angeschlossen ist. Weiterhin ist der zweite differentielle Eingang 74 über eine zweite 10 · Hochpassschaltung mit einem Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 90 gekoppelt. Diese zweite Hochpassschaltung umfasst eine zweite Hochpasskapazität 97, über die der zweite differentielle Eingang 74 mit dem Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 90 gekoppelt ist, und einen zweiten Hochpasswiderstand 98, der mit einem ersten Anschluss 99 an den Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 15 90 angeschlossen ist. Der erste Hochpasswiderstand 95 und der zweite Hochpasswiderstand 98 sind an ihren zweiten Anschlüssen 100 bzw. 101 miteinander und mit einem Ausgangsanschluss 102 einer Gleichvorspannungs-Erzeugungsstufe 103 verbunden. Die Gleichvorspannungs-Erzeugungsstufe 103 der ersten Bandpassstufe 70 umfasst eine zweite Konstantstromquelle 104 in Reihenschaltung mit einem zwischen 20 seinem Gate-Anschluss und seinem Drain-Anschlusskurzgeschlossenen dritten Feldeffekttransistor 105, wobei diese Reihenschaltung zwischen dem Versorgungsspannungsanschluss 45 und dem Masseanschluss 8 angeordnet ist. Dabei bildet die Verbindung des Gate-Anschlusses und des Drain-Anschlusses des dritten Feldeffekttransistors 105 den Ausgangsanschluss 102 der Gleichvorspannungs- 25 Erzeugungsstufe 103 zum Abgeben einer Gleichvorspannung für die Hochpassschaltungen.

In der ersten Bandpassstufe 70 nach Fig. 11 ist ferner der den zweiten Ausgang 76 bildende Drain-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 89 über eine erste Tiefpassschaltung an den Masseanschluss 8 angeschlossen, der einen ein fünftes Bezugspotential

- 30 (hier: Massepotential) führenden Anschluss bildet. Der den ersten Ausgang 75 der ersten Bandpassstufe 70 bildende Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 90 ist über eine zweite Tiefpassschaltung an den Masseanschluss 8 angeschlossen. Die

erste Tiefpassschaltung enthält eine Parallelschaltung aus einer ersten Tiefpasskapazität 106 und einem ersten Tiefpasswiderstand 107, die zweite Tiefpassschaltung enthält eine Parallelschaltung aus einer zweiten Tiefpasskapazität 108 und einem zweiten Tiefpasswiderstand 109. Die Tiefpassschaltungen bilden die Ausgangslasten für die

- 5 Differenzverstärkerschaltung aus dem ersten Feldeffekttransistor 89 und dem zweiten Feldeffekttransistor 90 der Bandpassstufe 70.

Die Tiefpasskapazitäten 106, 108 müssen in der ersten Bandpassstufe 70 – und auch den übrigen Bandpassstufen – nicht zwangsläufig als explizite Bauelemente vorhanden

- 10 sein, sondern können ebenso durch parasitäre Kapazitäten der Tiefpasswiderstände 107, 109 oder durch Eingangsimpedanzen von an den Ausgängen 75, 76 der ersten Bandpassstufe 70 angeschlossenen, nachfolgenden Schaltungsstufen – in diesem Beispiel etwa der zweiten Bandpassstufe 71 – gebildet sein.

- 15 Dadurch, dass die Hochpassschaltungen und die Tiefpassschaltungen als RC-Netzwerke ausgebildet sind, lassen sie sich gut in integrierter Halbleitertechnik mit den übrigen Halbleiterelementen der Oszillatorschaltung auf einem Halbleiterkörper zusammenfassen.

- 20 Fig. 12 zeigt Diagrammdarstellungen zum Beispiel einer Übertragungsfunktion einer Verstärkeranordnung 49 bzw. 64, insbesondere gemäß Fig. 8 oder 9, mit einem als Obertonquarz ausgebildeten Schwingquarz 1 und einer Bandpass-Filteranordnung 18, insbesondere gemäß Fig. 10 oder 11, sowie zur Gesamtübertragungsfunktion eines Ausführungsbeispiels einer damit ausgebildeten Oszillatorschaltung bei aufgetrennter Rückkopplung von der Bandpass-Filteranordnung 18 zur Verstärkeranordnung 49 bzw. 64. (Dabei ist diese Diagrammdarstellung in der Beschriftung der darin enthaltenen Teildiagramme a) bis c) mit „Bild 12“ bezeichnet.)

In der oberen Hälfte des Teildiagramms a) der Fig. 12 ist ein Beispiel einer Phasen-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung 49 bzw. 64 zusammen mit dem

- 30 Schwingquarz 1 dargestellt, die wieder für einen Schwingquarz 1 gilt, dessen Resonanzfrequenzen für die Grundschwingung bei 16MHz und für die dritte Oberschwingung bei 48MHz liegen. Aufgetragen ist auch hier die Phase (Phase) in Winkelgraden (deg) über der in der unteren Hälfte des Teildiagramms a) der Fig. 12 eingezeichneten, logarithmi-

schen Frequenzskala (freq) in Hertz (Hz). Die untere Hälfte des Teildiagramms a) der Fig. 12 zeigt ein Beispiel einer dazu passenden Amplituden-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung 49 bzw. 64 zusammen mit dem Schwingquarz 1, in der die Verstärkung (Gain) in dBV über der logarithmischen Frequenzskala (freq) in Hertz (Hz) aufgetragen ist. Deutlich ist insbesondere in der Amplituden-Frequenz-Charakteristik in der unteren Hälfte des Teildiagramms a) die Hochpasscharakteristik der Offset-Kompensationseinrichtung 52 in der Verstärkeranordnung 49 bzw. 64 zu erkennen.

In der oberen Hälfte des Teildiagramms b) der Fig. 12 ist ein Beispiel einer Phasen-Frequenz-Charakteristik der Bandpass-Filteranordnung 18 dargestellt, die für einen gemäß der Darstellung des Teildiagramms a) dimensionierten Schwingquarz 1 ausgelegt ist. Aufgetragen ist auch hier die Phase (Phase Bandpass) in Winkelgraden (deg) über der in der unteren Hälfte des Teildiagramms b) der Fig. 12 eingezeichneten, logarithmischen Frequenzskala (freq) in Hertz (Hz). Die untere Hälfte des Teildiagramms b) der Fig. 12 zeigt ein Beispiel einer dazu passenden Amplituden-Frequenz-Charakteristik Bandpass-Filteranordnung 18, in der die Verstärkung (Gain Bandpass) in dBV über der logarithmischen Frequenzskala (freq) in Hertz (Hz) aufgetragen ist. Deutlich ist in der Amplituden-Frequenz-Charakteristik in der unteren Hälfte des Teildiagramms b) zu erkennen, dass weder für die Grundschwingung des Schwingquarzes 1 noch für seine fünfte Oberschwingung die Bedämpfung der Verstärkeranordnung 49 bzw. 64 durch die Bandpass-Filteranordnung 18 ausreicht, um eine Erfüllung der Verstärkungsbedingung als Teil der Schwingbedingung zu verhindern. Dagegen zeigt der Phasengang, d.h. die Phasen-Frequenz-Charakteristik, der Bandpass-Filteranordnung 18 die für eine Verhinderung der Erfüllung der Phasenbedingung als Teil der Schwingbedingung erforderliche und gewünschte Eigenschaft, indem die Phase bei der Frequenz der Grundschwingung des Schwingquarzes 1 deutlich größer als  $90^\circ$ , bei der Frequenz der dritten Oberschwingung des Schwingquarzes 1 um  $0^\circ$  und bei der Frequenz der fünften Oberschwingung des Schwingquarzes 1 genügend nah bei  $-90^\circ$  ist. Zur besseren Übersicht sind die Frequenzen, für die dies gilt, in den beiden Hälften des Teildiagramms b) mit den Kennungen (Markern) M4 für die dritte Oberschwingung, M5 für die Grundschwingung und M6 für die fünfte Oberschwingung markiert.

Das Teildiagramm c) der Fig. 12 zeigt für die vorstehend erläuterten Dimensionierungsbeispiele in der oberen Hälfte die Phasen-Frequenz-Charakteristik (Phase) und in der unteren Hälfte die dazu passende Amplituden-Frequenz-Charakteristik (Gain) der Verstärkeranordnung 49 bzw. 64 zusammen mit dem Schwingquarz 1 und der Bandpass-

- 5 Filteranordnung 18 bei geöffneter Rückkopplungsschleife, wieder aufgetragen in Winkelgraden (deg) bzw. in dBV über der in der unteren Hälfte des Teildiagramms c) der Fig. 12 eingezeichneten, logarithmischen Frequenzskala (freq) in Hertz (Hz).

Fig. 13 zeigt Diagrammdarstellungen der Gesamtübertragungsfunktion für die vorstehend erläuterten Dimensionierungsbeispiele der erfindungsgemäßen Oszillatoranordnung nach Fig. 3 mit einem als Obertonquarz ausgebildeten Schwingquarz 1 bei aufgetrennter Rückkopplung von der Bandpass-Filteranordnung 18 zur Verstärkeranordnung 49 bzw. 64 in Detailausschnitten der Diagrammdarstellungen nach Fig. 12. (Dabei ist diese Diagrammdarstellung in der Beschriftung der darin enthaltenen Teildiagramme a)

10 bis c) mit „Bild 13“ bezeichnet.) Dabei ist im Teildiagramm a) der Fig. 13 ein Detailausschnitt der Gesamtübertragungsfunktion aus dem Teildiagramm c) der Fig. 12 für den Bereich um die Grundschwingung des beispielhaft dargestellten Schwingquarzes 1 bei 16 MHz wiedergegeben. Teildiagramm b) der Fig. 13 zeigt einen Detailausschnitt der Gesamtübertragungsfunktion aus dem Teildiagramm c) der Fig. 12 für den Bereich

15 um die dritte Oberschwingung des beispielhaft dargestellten Schwingquarzes 1 bei 48 MHz, und Teildiagramm c) der Fig. 13 zeigt einen Detailausschnitt der Gesamtübertragungsfunktion aus dem Teildiagramm c) der Fig. 12 für den Bereich um die fünfte Oberschwingung dieses Schwingquarzes 1 bei 80MHz. Dabei ist der Detailausschnitt aus der Amplituden-Frequenz-Charakteristik (Gain) je in der oberen Hälfte der Teildiagramme a), b), c) und der Detailausschnitt aus der Phasen -Frequenz-Charakteristik

20 (Phase) je in der unteren Hälfte der Teildiagramme a), b), c) abgebildet. Aufgetragen ist die Verstärkung (Gain) wieder in dBV und die Phase (Phase) in Winkelgraden (deg) über den in den unteren Hälfte der Teildiagramme a), b), c) der Fig. 12 eingezeichneten, logarithmischen Frequenzskalen (freq) in Hertz (Hz).

25

Insbesondere aus den in Fig. 13 abgebildeten Detailausschnitten der Diagrammdarstellungen wird ersichtlich, dass durch die Nachschaltung der Bandpass-Filteranordnung 18

hinter die Verstärkeranordnung 49 bzw. 64 nur noch bei der gewünschten dritten Oberschwingung, die im Teilbild b) der Fig. 13 mit der Kennung (Marker) M1 hervorgehoben ist, nicht aber bei der Grundschwingung gemäß Teilbild a) der Fig. 13 oder bei der fünften Oberschwingung gemäß Teilbild c) der Fig. 13 sowohl Verstärkungs- wie auch  
5 Phasenbedingung für eine Oszillation erfüllt sind.

Fig. 14 zeigt ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer in einer erfindungsgemäßen Oszillatorschaltung eingesetzten einfachen Konverterschaltung 23 zum Umwandeln eines differentiellen Signals in eine gegenüber dem Gleichstromarbeitspunkt  
10 der Bandpass-Filteranordnung 18 und damit bevorzugt dem gesamten Oszillatorschaltung asymmetrisch ausgesteuerte elektromagnetische Schwingung.

Die Konverterschaltung 23 nach Fig. 14 enthält dazu eine als Differenzverstärker mit an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren 110 und 111 ausgebildete  
15 Eingangsstufe, der das umzuwandelnde differentielle Signal von den symmetrischen Ausgängen 21, 22 der Bandpass-Filteranordnung 18 über Gate-Anschlüsse der Feldefekttransistoren 110 und 111 zugeleitet wird. Dabei bildet der Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 110 den ersten differentiellen Eingang 24 der Konverterschaltung 23 und der Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 111  
20 den zweiten differentiellen Eingang 25 der Konverterschaltung 23. Eine erste Konstantstromquelle 112 der Konverterschaltung 23 ist mit ihrem ersten Anschluss 113 an den Verbindungspunkt der Source-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 110 und 111 und mit ihrem zweiten Anschluss 114 an den Versorgungsspannungsanschluss 45 angeschlossen. Ein Drain-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 110 bildet einen  
25 ersten Ausgangsanschluss 115 der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 zum Abgeben eines ersten differentiellen Ausgangssignals der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23. Ein Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 111 bildet einen zweiten Ausgangsanschluss 116 der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 zum Abgeben eines zweiten differentiellen Ausgangssignals der Eingangsstufe der  
30 Konverterschaltung 23.

Die Konverterschaltung 23 enthält weiterhin eine erste Stromspiegelstufe zum Spiegeln

des ersten differentiellen Ausgangssignals am ersten Ausgangsanschluss 115 der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 in ein erstes Zwischensignal. Diese erste Stromspiegelstufe umfasst einen ersten und einen zweiten Feldeffekttransistor 117 und 118, die über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelt sind. Der erste Feldeffekttransistor 117 der ersten Stromspiegelstufe bildet dabei deren Eingangstransistor und ist zwischen seinem Drain- und seinem Gate-Anschluss kurzgeschlossen. Die Source-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 117, 118 sind gemeinsam an den Masseanschluss 8 geführt. Ein Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 118 bildet einen Ausgangsanschluss 119 der ersten Stromspiegelstufe 117, 118 der Konverterschaltung 23, an dem das erste Zwischensignal abgegeben wird.

- Die Konverterschaltung 23 enthält außerdem eine zweite Stromspiegelstufe zum Spiegeln des zweiten differentiellen Ausgangssignals am zweiten Ausgangsanschluss 116 der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 in ein zweites Zwischensignal. Diese zweite Stromspiegelstufe umfasst einen ersten und einen zweiten Feldeffekttransistor 120 und 121, die über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelt sind. Der erste Feldeffekttransistor 120 der zweiten Stromspiegelstufe bildet dabei deren Eingangstransistor und ist zwischen seinem Drain- und seinem Gate-Anschluss kurzgeschlossen. Die Source-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 120, 121 sind gemeinsam an den Masseanschluss 8 geführt. Ein Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 121 bildet einen Ausgangsanschluss 122 der zweiten Stromspiegelstufe 120, 121 der Konverterschaltung 23, an dem das zweite Zwischensignal abgegeben wird.
- Die Konverterschaltung 23 enthält ferner eine dritte Stromspiegelstufe zum Spiegeln des ersten Zwischensignals am ersten Ausgangsanschluss 119 der ersten Stromspiegelstufe 117, 118 der Konverterschaltung 23 in ein drittes Zwischensignal. Diese dritte Stromspiegelstufe umfasst einen ersten und einen zweiten Feldeffekttransistor 123 und 124, die über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelt sind. Der erste Feldeffekttransistor 123 der dritten Stromspiegelstufe bildet dabei deren Eingangstransistor und ist zwischen seinem Drain- und seinem Gate-Anschluss kurzgeschlossen. Die Source-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 123, 124 der dritten Stromspiegelstufe sind gemeinsam an den

Versorgungsspannungsanschluss 45 geführt. Ein Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 124 bildet einen Ausgangsanschluss 125 der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 der Konverterschaltung 23, an dem das dritte Zwischensignal abgegeben wird.

- 5 Die Konverterschaltung 23 enthält schließlich eine Subtraktionsschaltung zum Subtrahieren des zweiten Zwischensignals vom dritten Zwischensignal, die als Stromknoten 126 zwischen dem Ausgangsanschluss 122 der zweiten Stromspiegelstufe 120, 121 und dem Ausgangsanschluss 125 der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 der Konverterschaltung 23 ausgebildet ist. Dieser Stromknoten 126 ist über eine Ausgangstreiberschaltung 10 127 mit dem Ausgang 26 der Konverterschaltung 23 gekoppelt zum Verstärken und Abgeben der gegenüber dem Gleichstromarbeitspunkt asymmetrisch ausgesteuerten elektromagnetischen Schwingung.

- 15 Die in Fig. 14 gezeigte Konverterschaltung 23 bewirkt bei hinreichend hoher Verstärkung des ihr zugeführten differentiellen Eingangssignals dessen Umwandlung in ein wenigstens weitgehend rechteckförmig zwischen zwei durch die Ausgestaltung mit Feldeffekttransistoren bestimmten Spannungspotentialen umschaltendes Signal, auch als „digitales, asymmetrisch ausgesteuertes Signal mit CMOS-Pegeln“ bezeichnet, sofern als Feldeffekttransistoren solche vom CMOS-Typ zum Einsatz gelangen.

- 20 25 Es zeigt sich jedoch, dass bei dieser Schaltung der Verbindungspunkt der Gate-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 123 und 124 der dritten Stromspiegelstufe im Betrieb nur einen verhältnismäßig geringen Spannungshub aufweist. Dieser Spannungshub ist zu hohen Spannungspotentialen hin durch die Schwellenspannung des ersten Feldeffekttransistors 123 begrenzt. Zu niedrigen Spannungspotentialen hin ist der Spannungshub begrenzt durch die Gestaltung dieses ersten Feldeffekttransistors 123 und den höchsten, möglichen Wert des Stromes durch den zweiten Feldeffekttransistor 118 der ersten Stromspiegelstufe der Konverterschaltung 23. Dieser höchste, mögliche Wert des Stromes durch den zweiten Feldeffekttransistor 118 der ersten Stromspiegelstufe der Konverterschaltung 23 stellt sich ein, wenn das Spannungspotential am zweiten differentiellen Eingang 25 der Konverterschaltung 23 seinen negativsten möglichen Wert und zugleich das Spannungspotential am ersten differentiellen Eingang 24 der Konverter-

schaltung 23 seinen positivsten möglichen Wert annimmt.

- Dadurch, dass der beschriebene Spannungshub am Verbindungspunkt der Gate-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 123 und 124 der dritten Stromspiegelstufe der Konverterschaltung 23 verhältnismäßig eng begrenzt ist, wird der zweite Feldeffekttransistor 124 beim höchsten möglichen Spannungspotential am Verbindungspunkt der Gate-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 123 und 124 der dritten Stromspiegelstufe nur langsam und unvollständig ausgeschaltet, so dass der das zweite Zwischensignal bildende Strom, der bei positiver werdender Differenz zwischen dem Spannungspotential am zweiten differentiellen Eingang 25 und dem Spannungspotential am ersten differentiellen Eingang 24 der Konverterschaltung 23 den Stromknoten 126 der Konverterschaltung 23 entlädt, nur verzögert und nicht sofort auf eine hohe Eingangsimpedanz des zweiten Feldeffekttransistors 124 der dritten Stromspiegelstufe der Konverterschaltung 23 arbeitet. Entsprechend nimmt dieser das zweite Zwischensignal bildende Strom nicht nur das Umladen des Stromknotens 126 vor, sondern es fließt auch ein Anteil dieses Stromes als Querstrom durch den genannten zweiten Feldeffekttransistor 124. Dadurch wird das Entladen des Stromknotens 126 verlangsamt.

- Bei negativer werdender Differenz zwischen dem Spannungspotential am zweiten differentiellen Eingang 25 und dem Spannungspotential am ersten differentiellen Eingang 24 der Konverterschaltung 23 führt der zu niedrigen Spannungspotentialen hin begrenzte Spannungshub am Verbindungspunkt der Gate-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 123 und 124 der dritten Stromspiegelstufe dazu, dass der zweite Feldeffekttransistor 124 nur verzögert und nicht schlagartig und mit dem niedrigstmöglichen Spannungspotential an seinem Gate-Anschluss eingeschaltet wird, so dass dieser zweite Feldeffekttransistor 124 den Stromknoten 126 nur verlangsamt auflädt.

- Die beschriebenen Vorgänge führen dazu, dass die Flankensteilheit des Signals am Stromknoten 126 und damit die Flankensteilheit der am Ausgang 26 der Konverterschaltung 23 abgegebenen elektromagnetischen Schwingung, die ein wenigstens weitgehend rechteckförmiges Signal bilden soll, verhältnismäßig gering ausfällt. Es zeigt sich, dass diese verhältnismäßig geringe Flankensteilheit dazu beiträgt, dass die

eingangs genannten Störungen zu erhöhtem „Jittern“ der am Ausgang 26 der Konverterschaltung 23 abgegebenen elektromagnetischen Schwingung führen.

- Fig. 15 zeigt ein Prinzipschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer in einer erfindungs-  
5 gemäßen Oszillatorschaltung eingesetzten, gegenüber der Konverterschaltung 23 nach  
Fig. 14 verbesserten Konverterschaltung 128 zum Umwandeln eines differentiellen Si-  
gnals in eine asymmetrisch ausgesteuerte elektromagnetische Schwingung. Darin sind  
zu Fig. 14 beschriebene Elemente wieder mit denselben Bezugszeichen versehen.
- 10 In der verbesserten Konverterschaltung 128 ist die dritte Stromspiegelstufe 123, 124 mit  
einer Einschalt-Hilfsstufe gekoppelt, die einen ersten Kaskode-Feldeffekttransistor 129  
im Eingangszweig der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 aufweist. Dazu ist dieser erste  
Kaskode-Feldeffekttransistor 129 mit seiner Drain-Source-Strecke in Reihe mit der  
Drain-Source-Strecke des ersten Feldeffekttransistors 123 der dritten Stromspiegelstufe  
15 123, 124 angeordnet, wobei ein Drain-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 123  
mit einem Source-Anschluss des ersten Kaskode-Feldeffekttransistors 129 und ein  
Drain-Anschluss des ersten Kaskode-Feldeffekttransistors 129 mit dem  
Ausgangsanschluss 119 der ersten Stromspiegelstufe 117, 118 der Konverterschaltung  
128 verbunden ist. Der Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 123 der dritten  
20 Stromspiegelstufe 123, 124 ist jetzt mit dem Drain-Anschluss des ersten Kaskode-  
Feldeffekttransistors 129 verbunden.

Außerdem ist in der verbesserten Konverterschaltung 128 die dritte Stromspiegelstufe  
123, 124 mit einer Ausschalt-Hilfsstufe gekoppelt. Diese umfasst eine erste kaskadierte  
25 Stufe mit einer zwischen dem Versorgungsspannungsanschluss 45 und dem  
Masseanschluss 8 angeordneten Reihenschaltung aus einem ersten Feldeffekttransistor  
130, einem als Feldeffekttransistor ausgebildeten Eingangstransistor 131 einer vierten  
Stromspiegelstufe und einem zweiten Kaskode-Feldeffekttransistor 132 im  
Eingangszweig der vierten Stromspiegelstufe. Der erste Feldeffekttransistor 130 der  
30 ersten kaskadierten Stufe ist in die zweite Stromspiegelstufe 120, 121 eingefügt, indem  
sein Source-Anschluss mit dem Masseanschluss 8 und sein Gate-Anschluss mit dem  
Gate-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 120 der zweiten Stromspiegelstufe 120,

121 der Konverterschaltung 128 verbunden ist, und wird gemeinsam mit dieser zweiten Stromspiegelstufe 120, 121 durch das zweite differentielle Ausgangssignal der Eingangsstufe 110, 111 der Konverterschaltung 128 angesteuert. Der erste Feldeffekttransistor 130 der ersten kaskadierten Stufe gibt dabei an seinem Drain-

5 Anschluss ein vieres Zwischensignal ab, welches zumindest abschnittsweise im wesentlichen proportional zum zweiten Zwischensignal ist. Der zweite Kaskode-Feldeffekttransistor 132 ist mit seiner Drain-Source-Strecke in Reihe mit der Drain-Source-Strecke des Eingangstransistors 131 der vierten Stromspiegelstufe angeordnet, wobei ein Drain-Anschluss des Eingangstransistors 131 der vierten Stromspiegelstufe

10 mit einem Source-Anschluss des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors 132 verbunden ist. Der Gate-Anschluss des Eingangstransistors 131 der vierten Stromspiegelstufe ist mit dem Drain-Anschluss des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors 132 verbunden.

Die vierte Stromspiegelstufe in der Ausschalt-Hilfsstufe der verbesserten Konverterschaltung 128 ist zum Spiegeln des vom ersten Feldeffekttransistor 130 der ersten kaskadierten Stufe abgegebenen vierten Zwischensignals in ein fünftes Zwischensignal und zu dessen Einspeisen in die dritte Stromspiegelstufe 123, 124 vorgesehen und umfasst den als Feldeffekttransistor ausgebildeten Eingangstransistor 131 zum Zuführen des vierten Zwischensignals und einen als Feldeffekttransistor ausgebildeten Ausgangstransistor 133 zum Abgeben des fünften Zwischensignals. Der Eingangstransistor 131 und der Ausgangstransistor 133 der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 sind mit ihren Gate-Anschläßen miteinander verbunden. Ferner sind der Eingangstransistor 131 und der Ausgangstransistor 133 der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 an ihren Source-Anschläßen mit dem Versorgungsspannungsanschluss 45 verbunden. Ein Drain-Anschluss 20 des Ausgangstransistors 133 der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 ist mit den Gate-Anschläßen der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 verbunden.

25

In der verbesserten Konverterschaltung 128 ist schließlich eine Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung vorgesehen zum Zuführen einer gemeinsamen Kaskodenvorspannung an miteinander gekoppelte Gate-Anschlüsse des ersten und des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors 129 bzw. 132. Diese Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung umfasst eine Reihenschaltung aus einem ersten Feldeffekttransistor 134, einem zweiten

Feldeffekttransistor 135 und einer zweiten Konstantstromquelle 136. Diese Reihenschaltung ist zwischen einem ein sechstes Bezugspotential (hier Massepotential) führenden Anschluss (hier dem Masseanschluss 8) und einem ein siebtes Bezugspotential (hier die Versorgungsspannung) führenden Anschluss (hier dem

- 5 Versorgungsspannungsanschluss 45) angeordnet. Dabei ist dieser erste Feldeffekttransistor 134 mit seinem Drain-Anschluss an einen Source-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 135 angeschlossen. Gate-Anschlüsse dieses ersten und zweiten Feldeffekttransistors 134, 135 sind miteinander, mit einem Drain-Anschluss dieses zweiten Feldeffekttransistors 135, mit einem ersten Anschluss der zweiten
- 10 Konstantstromquelle 136 und mit den Gate-Anschläßen des ersten und des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors 129 und 132 verbunden zum Zuführen der gemeinsamen Kaskodenvorspannung. Ein Source-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 134 der Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung ist mit dem Versorgungsspannungsanschluss 45 verbunden, und ein zweiter Anschluss der zweiten
- 15 Konstantstromquelle 136 ist an den Masseanschluss 8 geführt.

Die verbesserte Konverterschaltung 128 nach Fig. 15 vermindert die beschriebenen Störeinflüsse und erhöht die Flankensteilheit des Signals am Stromknoten 126 und damit die Flankensteilheit der am Ausgang 26 der Konverterschaltung 128 abgegebenen

- 20 elektromagnetischen Schwingung, indem der Spannungshub und die Flankensteilheit des Signals am Verbindungspunkt der Gate-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 123 und 124 der dritten Stromspiegelstufe im Betrieb vergrößert werden. Der erste Kaskode-Feldeffekttransistor 129 der verbesserten Konverterschaltung 128 erhöht die Lastimpedanz des vom zweiten Feldeffekttransistor 118 der ersten Stromspiegelstufe 117, 118
- 25 der Konverterschaltung 128 geführten Stroms (das ist der Strom des ersten Zwischensignals) und führt damit zu einem zu niedrigeren Spannungspotentialen hin vergrößerten Spannungshub und einer vergrößerten Flankensteilheit des abfallenden Signals am Verbindungspunkt der Gate-Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 123 und 124 der dritten Stromspiegelstufe 123, 124, wodurch der zweite Feldeffekttransistor 124 der dritten
- 30 Stromspiegelstufe 123, 124 der Konverterschaltung 128 schneller und niederohmiger eingeschaltet wird.

Ein schnelles und steiles Ausschalten des zweiten Feldeffekttransistors 124 der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 der Konverterschaltung 128 wird durch den Ausgangstransistor 133 der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 der Ausschalt-Hilfsstufe und dessen ebenfalls über die erste kaskadierte Stufe 130, 131, 132 versteilertes Steuersignal an den

- 5 miteinander verbundenen Gate-Anschlüssen der Transistoren 131, 133 der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 realisiert. Durch den Ausgangstransistor 133 der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 wird der Verbindungspunkt der Gate-Anschlüsse der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 bis auf die positive Versorgungsspannung am Versorgungsspannungsanschluss 45 aufgeladen und der zweite Feldeffekttransistor 124
- 10 der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 sehr hochohmig geschaltet, so dass der zweite Feldeffekttransistor 121 der zweiten Stromspiegelstufe 120, 121 schnellstmöglich den Stromknoten 126 entladen kann. Die Kaskodenvorspannung wird durch den ersten und den zweiten Feldeffekttransistor 134, 135 sowie einen Konstantstrom aus der zweiten Konstantstromquelle 136 der Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung der
- 15 verbesserten Konverterschaltung 128 eingestellt. An ihrem Ausgang 26 gibt die verbesserte Konverterschaltung 128 ein sehr gut rechteckförmig zwischen der Versorgungsspannung und Massepotential umschaltendes Signal ab, das auch als „digitales, asymmetrisch ausgesteuertes Signal mit CMOS-Pegeln“ bezeichnet wird.

20

Alle vorstehend beschriebenen Schaltungsanordnungen lassen sich in einem sogenannten „CMOS-Prozess“ bzw. einem „N-Well /P-Well-Prozess“ aufbauen. Selbstverständlich ist auch ein komplementärer Aufbau unter Vertauschung von pMOS-gegen nMOS-Transistoren und umgekehrt und unter Spiegelung der

- 25 Versorgungsspannungspotentiale möglich.

BEZUGSZEICHENLISTE

- 1 Schwingquarz
- 2 Eingang des invertierenden Verstärkers 4
- 5 3 Ausgang des invertierenden Verstärkers 4
- 4 invertierender Verstärker
- 5 Lastwiderstand
- 6 Kapazität zwischen Eingang 2 des Verstärkers 4 und Masseanschluss 8
- 7 Kapazität zwischen Ausgang 3 des Verstärkers 4 und Masseanschluss 8
- 10 8 Masseanschluss
- 9 Schwingkreiskapazität (des LC-Reihenschwingkreises)
- 10 Schwingkreisinduktivität (des LC-Reihenschwingkreises)
- 11 Verstärkeranordnung nach Fig. 6
- 12 erster symmetrischer (differentieller) Eingang der Verstärkeranordnung 11, 49
- 15 bzw. 64
- 13 zweiter symmetrischer (differentieller) Eingang der Verstärkeranordnung 11, 49
- bzw. 64
- 14 erster symmetrischer (differentieller) Ausgang der Verstärkeranordnung 11, 49
- bzw. 64
- 20 15 zweiter symmetrischer (differentieller) Ausgang der Verstärkeranordnung 11, 49
- bzw. 64
- 16 erster Anschluss des Schwingquarzes 1
- 17 zweiter Anschluss des Schwingquarzes 1
- 18 Bandpass-Filteranordnung 18
- 25 19 erster symmetrischer Eingang der Bandpass-Filteranordnung 18
- 20 zweiter symmetrischer Eingang der Bandpass-Filteranordnung 18
- 21 erster symmetrischer Ausgang der Bandpass-Filteranordnung 18
- 22 zweiter symmetrischer Ausgang der Bandpass-Filteranordnung 18
- 23 Konverterschaltung
- 30 24 erster differentieller Eingang der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 25 zweiter differentieller Eingang der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 26 Ausgang der Konverterschaltung 23 bzw. 128

- 27 Pfeile zur Darstellung der Richtung des Signalflusses in der Oszillatorschaltung  
28 Kapazität im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (Grundschwingung)  
29 Induktivität im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (Grundschwingung)  
30 ohmscher Widerstand im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (Grundschwingung)  
5  
31 Anschlusskapazität im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1  
32 Kapazität im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (dritte Oberschwingung)  
33 Induktivität im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (dritte Oberschwingung)  
34 ohmscher Widerstand im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (dritte Oberschwingung)  
10  
35 Kapazität im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (fünfte Oberschwingung)  
36 Induktivität im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (fünfte Oberschwingung)  
37 ohmscher Widerstand im Ersatzschaltbild des Schwingquarzes 1 (fünfte Oberschwingung)  
15 38 erster Feldeffekttransistor der differentiellen Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 11, 49 bzw. 64  
39 zweiter Feldeffekttransistor der differentiellen Eingangsstufe der Verstärkeranordnung 11, 49 bzw. 64  
40 Source-Anschluss des ersten Feldeffekttransistors 38  
20 41 Source- Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 39  
42 Konstantstromquelle  
43 erster Anschluss der Konstantstromquelle 42  
44 zweiter Anschluss der Konstantstromquelle 42  
45 Versorgungsspannungsanschluss  
25 46 erster Ausgangslasttransistor, mit erstem Feldeffekttransistor 38 verbunden  
47 zweiter Ausgangslasttransistor, mit zweitem Feldeffekttransistor 39 verbunden  
48 Steuerspannungsanschluss für die Ausgangslasttransistoren 46 und 47  
49 verbesserte Verstärkeranordnung nach Fig. 8  
50 Steuerspannungs-Erzeugungsstufe in der verbesserten Verstärkeranordnung 49  
30 51 Arbeitspunkt-Regelstufe in der verbesserten Verstärkeranordnung 49  
52 Offset-Kompensationseinrichtung in der verbesserten Verstärkeranordnung 49  
53 mit dem Versorgungsspannungsanschluss 45 verbundener Anschluss der Kon-

- stantstromquelle 54 der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50
- 54 Konstantstromquelle der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50
- 55 zwischen seinem Drain- und Gate-Anschluss überbrückter Feldeffekttransistor  
der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50
- 5 56 weiterer Feldeffekttransistor der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50
- 57 Glättungskapazität der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe 50
- 58 erster Feldeffekttransistor der Arbeitspunkt-Regelstufe 51
- 59 zweiter Feldeffekttransistor der Arbeitspunkt-Regelstufe 51
- 60 ohmscher Widerstand der ersten Hochpassschaltung
- 10 61 Kapazität der ersten Hochpassschaltung
- 62 ohmscher Widerstand der zweiten Hochpassschaltung
- 63 Kapazität der zweiten Hochpassschaltung
- 64 verbesserte Verstärkeranordnung nach Fig. 9
- 65 Anschwing-Hilfsschaltung der verbesserten Verstärkeranordnung 64 nach Fig. 9
- 15 66 erster Feldeffekttransistor der Anschwing-Hilfsschaltung 65
- 67 zweiter Feldeffekttransistor der Anschwing-Hilfsschaltung 65
- 68 Startsignaleingang der Anschwing-Hilfsschaltung 65
- 69 Verzögerungsstufe der Anschwing-Hilfsschaltung 65
- 70 erste Bandpassstufe der Bandpass-Filteranordnung 18 nach Fig. 10
- 20 71 zweite Bandpassstufe der Bandpass-Filteranordnung 18 nach Fig. 10
- 72 dritte Bandpassstufe der Bandpass-Filteranordnung 18 nach Fig. 10
- 73 erster symmetrischer Eingang der ersten Bandpassstufe 70
- 74 zweiter symmetrischer Eingang der ersten Bandpassstufe 70
- 75 erster symmetrischer Ausgang der ersten Bandpassstufe 70
- 25 76 zweiter symmetrischer Ausgang der ersten Bandpassstufe 70
- 77 erster symmetrischer Eingang der zweiten Bandpassstufe 71
- 78 zweiter symmetrischer Eingang der zweiten Bandpassstufe 71
- 79 erster symmetrischer Ausgang der zweiten Bandpassstufe 71
- 80 zweiter symmetrischer Ausgang der zweiten Bandpassstufe 71
- 30 81 erster symmetrischer Eingang der dritten Bandpassstufe 72
- 82 zweiter symmetrischer Eingang der dritten Bandpassstufe 72
- 83 erster symmetrischer Ausgang der dritten Bandpassstufe 72

- 84 zweiter symmetrischer Ausgang der dritten Bandpassstufe 72  
85 erster Verbindungspunkt zwischen 75 und 77  
86 zweiter Verbindungspunkt zwischen 76 und 78  
87 dritter Verbindungspunkt zwischen 79 und 81  
5 88 vierter Verbindungspunkt zwischen 80 und 82  
89 erster Feldeffekttransistor der ersten Bandpassstufe 70  
90 zweiter Feldeffekttransistor der ersten Bandpassstufe 70  
91 erster Anschluss der Konstantstromquelle 92  
92 erste Konstantstromquelle der ersten Bandpassstufe 70  
10 93 zweiter Anschluss der ersten Konstantstromquelle 92  
94 erste Hochpasskapazität der ersten Hochpassschaltung der ersten Bandpassstufe 70  
95 erster Hochpasswiderstand der ersten Hochpassschaltung (erste Bandpassstufe 70)  
15 96 erster Anschluss des ersten Hochpasswiderstands 95 der ersten Hochpassschaltung (erste Bandpassstufe 70)  
97 zweite Hochpasskapazität der zweiten Hochpassschaltung (erste Bandpassstufe 70)  
98 zweiter Hochpasswiderstand der zweiten Hochpassschaltung (erste Bandpassstufe 70)  
20 99 erster Anschluss des zweiten Hochpasswiderstands 98 der zweiten Hochpassschaltung der ersten Bandpassstufe 70  
100 zweiter Anschluss des ersten Hochpasswiderstands 95 der ersten Hochpassschaltung der ersten Bandpassstufe 70  
25 101 zweiter Anschluss des zweiten Hochpasswiderstands 98 der zweiten Hochpassschaltung der ersten Bandpassstufe 70  
102 Ausgangsanschluss 102 der Gleichvorspannungs-Erzeugungsstufe 103 der ersten Bandpassstufe 70  
103 Gleichvorspannungs-Erzeugungsstufe 103 der ersten Bandpassstufe 70  
30 104 zweite Konstantstromquelle 104 der Gleichvorspannungs-Erzeugungsstufe 103 der ersten Bandpassstufe 70  
105 dritter Feldeffekttransistor 105 der Gleichvorspannungs-Erzeugungsstufe 103

- der ersten Bandpassstufe 70
- 106 erste Tiefpasskapazität der ersten Tiefpassschaltung der ersten Bandpassstufe 70
- 107 erster Tiefpasswiderstand der ersten Tiefpassschaltung (erste Bandpassstufe 70)
- 108 zweite Tiefpasskapazität der zweiten Tiefpassschaltung (erste Bandpassstufe 70)
- 5 109 zweiter Tiefpasswiderstand der zweiten Tiefpassschaltung (erste Bandpassstufe 70)
- 110 erster Feldeffekttransistor der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 111 zweiter Feldeffekttransistor der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 bzw.
- 10 128
- 112 erste Konstantstromquelle der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 113 erster Anschluss der ersten Konstantstromquelle 112 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 114 zweiter Anschluss der ersten Konstantstromquelle 112 der Konverterschaltung
- 15 23 bzw. 128
- 115 erster Ausgangsanschluss der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 116 zweiter Ausgangsanschluss der Eingangsstufe der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 20 117 erster Feldeffekttransistor der ersten Stromspiegelstufe 117, 118 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 118 zweiter Feldeffekttransistor der ersten Stromspiegelstufe 117, 118 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 119 Ausgangsanschluss der ersten Stromspiegelstufe 117, 118 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 25 120 erster Feldeffekttransistor der zweiten Stromspiegelstufe 120, 121 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 121 zweiter Feldeffekttransistor der zweiten Stromspiegelstufe 120, 121 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 30 122 Ausgangsanschluss der zweiten Stromspiegelstufe 120, 121 der Konverterschaltung 23 bzw. 128

- 123 erster Feldeffekttransistor der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 124 zweiter Feldeffekttransistor der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 5 125 Ausgangsanschluss der dritten Stromspiegelstufe 123, 124 der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 126 Stromknoten (Subtraktionsschaltung) der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 127 Ausgangstreberschaltung der Konverterschaltung 23 bzw. 128
- 128 verbesserte Konverterschaltung
- 10 129 erster Kaskode-Feldeffekttransistor der verbesserten Konverterschaltung 128
- 130 erster Feldeffekttransistor der ersten kaskadierten Stufe der Ausschalt-Hilfsstufe der verbesserten Konverterschaltung 128
- 131 Eingangstransistor der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 der Ausschalt-Hilfsstufe der verbesserten Konverterschaltung 128
- 15 132 zweiter Kaskode-Feldeffekttransistor im Eingangszweig der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 der Ausschalt-Hilfsstufe der verbesserten Konverterschaltung 128
- 133 Ausgangstransistor der vierten Stromspiegelstufe 131, 133 der Ausschalt-Hilfsstufe der verbesserten Konverterschaltung 128
- 20 134 erster Feldeffekttransistor der Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung der verbesserten Konverterschaltung 128
- 135 zweiter Feldeffekttransistor der Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung der verbesserten Konverterschaltung 128
- 136 zweite Konstantstromquelle der Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung der verbesserten Konverterschaltung 128

PATENTANSPRÜCHE

1. Oszillatorschaltung zum Erzeugen einer hochfrequenten elektromagnetischen Schwingung, umfassend
  - eine Verstärkeranordnung mit wenigstens einem Eingang und wenigstens einem Ausgang,
  - 5 ▪ einen an wenigstens einen der Ausgänge der Verstärkeranordnung angeschlossenen Schwingquarz und
  - eine Bandpass-Filteranordnung, die mit wenigstens einem Eingang an den Schwingquarz und den wenigstens einen an den Schwingquarz angeschlossenen Ausgang der Verstärkeranordnung angeschlossen und mit wenigstens einem Ausgang an den Ein-10 gang bzw. wenigstens einen der Eingänge der Verstärkeranordnung rückgekoppelt ist, wobei durch Dimensionierung der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und/oder der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Bandpass-Filteranordnung in Abhängigkeit von der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung und des Schwingquarzes die Schwingbedingung für ausschließlich15 eine ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes erfüllt ist und die durch diese ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes gebildete hochfrequente elektromagnetische Schwingung am Ausgang der Bandpass-Filteranordnung verfügbar ist.
2. Oszillatorschaltung nach Anspruch 1,  
20 dadurch gekennzeichnet,  
dass die Verstärkeranordnung mit wenigstens je einem Paar wenigstens nahezu symmetrischer Ein- und Ausgänge (sogenannter differentieller Ein- bzw. Ausgänge) ausgebildet ist zum Verarbeiten von gegenüber einem ersten Bezugspotential wenigstens nahezu symmetrisch ausgesteuerten elektromagnetischen Schwingungen  
25 (sogenannten differentiellen Signalen).

3. Oszillatorschaltung nach Anspruch 2,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Verstärkeranordnung eine Differenzverstärkerschaltung umfasst, die zwei an ihren Source-Anschlüssen gekoppelte Feldeffekttransistoren aufweist, deren Gate-

- 5 Anschlüsse mit je einem der differentiellen Eingänge der Verstärkeranordnung gekoppelt sind, worin je ein Drain-Anschluss der Feldeffekttransistoren je einen der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung bildet, der weiterhin über je eine Laststrecke, die wenigstens je einen als Ausgangslasttransistor bezeichneten Feldeffekttransistor umfasst, mit einem ein zweites Bezugspotential führenden Anschluss  
10 gekoppelt ist.

4. Oszillatorschaltung nach Anspruch 3,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Verstärkeranordnung eine Steuerspannungs-Erzeugungsstufe zum Erzeugen

- 15 einer Steuerspannung umfasst, die Gate-Anschlüssen der Ausgangslasttransistoren zugeführt wird.

5. Oszillatorschaltung nach Anspruch 4,

dadurch gekennzeichnet,

- 20 dass die Steuerspannungs-Erzeugungsstufe eine Reihenschaltung aus einer Konstantstromquelle und einem zwischen seinem Drain- und Gate-Anschluss überbrückten Feldeffekttransistor umfasst.

6. Oszillatorschaltung nach Anspruch 5,

- 25 dadurch gekennzeichnet,

dass die Verstärkeranordnung eine Arbeitspunkt-Regelstufe mit drei Feldeffekttransistoren umfasst, von denen ein erster in der ersten Laststrecke und ein zweiter in der zweiten Laststrecke je in Reihe mit dem dortigen Ausgangslasttransistor angeordnet ist und von denen ein dritter in Reihe mit der Reihenschaltung aus Konstantstromquelle

- 30 und Feldeffekttransistor der Steuerspannungs-Erzeugungsstufe geschaltet ist, wobei ein Gate-Anschluss des ersten der drei Feldeffekttransistoren der Arbeitspunkt-Regelstufe

- mit einem ersten der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung verbunden ist, wobei ein Gate-Anschluss des zweiten der drei Feldeffekttransistoren der Arbeitspunkt-Regelstufe mit einem zweiten der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung verbunden ist, wobei ein Gate-Anschluss des dritten der drei Feldeffekttransistoren der
- 5 Arbeitspunkt-Regelstufe mit den Gate-Anschlüssen der Ausgangslasttransistoren verbunden ist und wobei die drei Feldeffekttransistoren der Arbeitspunkt-Regelstufe mit ihren Source-Anschlüssen an den das zweite Bezugspotential führenden Anschluss geführt sind.
- 10 7. Oszillatorschaltung nach Anspruch 3,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Verstärkeranordnung eine Offset-Kompensationseinrichtung umfasst, die je  
eine Hochpassschaltung zwischen
- je einem der differentiellen Eingänge der Verstärkeranordnung,
- 15 ▪ dem mit diesem differentiellen Eingang gekoppelten Gate-Anschluss des Feldeffekttransistors der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung
- und dem vom Drain-Anschluss des genannten Feldeffekttransistors gebildeten differentiellen Ausgang
- enthält, deren Grenzfrequenz klein gegenüber dem Frequenzarbeitsbereich der Oszilla-
- 20 torschaltung ist.
8. Oszillatorschaltung nach Anspruch 7,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass jede der Hochpassschaltungen eine Kapazität enthält, über die der differentielle
- 25 Eingang der Verstärkeranordnung mit dem Gate-Anschluss des Feldeffekttransistors der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung gekoppelt ist, und dass jede der Hochpassschaltungen weiterhin ein ohmsches Widerstandselement enthält, über das der Gate-Anschluss des Feldeffekttransistors der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung mit dem vom Drain-
- 30 Anschluss des genannten Feldeffekttransistors gebildeten differentiellen Ausgang der Verstärkeranordnung gekoppelt ist.

9. Oszillatorschaltung nach Anspruch 3,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Verstärkeranordnung mit einer Anschwing-Hilfsschaltung gekoppelt ist, durch

- 5 die während einer vorgegebenen Zeitdauer bei Inbetriebnahme der Oszillatorschaltung den Gate-Anschlüssen der an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung eine Differenzspannung zugeführt wird.

10 10. Oszillatorschaltung nach Anspruch 9,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Anschwing-Hilfsschaltung umfasst:

- einen ersten Feldeffekttransistor, der zwischen dem Gate-Anschluss eines ersten der an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung und einem dritten Bezugspotential angeordnet ist,
- einen zweiten Feldeffekttransistor, der zwischen dem Gate-Anschluss eines zweiten der an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren der von der Verstärkeranordnung umfassten Differenzverstärkerschaltung und dem dritten Bezugspotential angeordnet ist,
- einen Startsignaleingang zum Zuführen eines wenigstens weitgehend impuls- oder stufenförmigen Startsignals bei Inbetriebnahme der Oszillatorschaltung und
- eine Verzögerungsstufe,

worin der Startsignaleingang unmittelbar mit einem Gate-Anschluss des ersten Feldef-

- 25 fekttransistors der Anschwing-Hilfsschaltung und über die Verzögerungsstufe mit einem Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors der Anschwing-Hilfsschaltung gekoppelt ist.

11. Oszillatorschaltung nach Anspruch 2,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass der Schwingquarz als Zweipol ausgebildet und mit je einem seiner Anschlüsse an  
5 je einen der Ausgänge eines Paares differentieller Ausgänge der Verstärkeranordnung  
angeschlossen ist zum Zuführen einer von der Verstärkeranordnung abgegebenen, als  
differentielles Signal ausgebildeten elektromagnetischen Schwingung.
12. Oszillatorschaltung nach Anspruch 1,  
10 dadurch gekennzeichnet,  
dass die Bandpass-Filteranordnung mit wenigstens je einem Paar wenigstens nahezu  
symmetrischer Ein- und Ausgänge (sogenannter differentieller Ein- bzw. Ausgänge)  
ausgebildet ist zum Verarbeiten von gegenüber einem vierten Bezugspotential  
wenigstens nahezu symmetrisch ausgesteuerten elektromagnetischen Schwingungen  
15 (sogenannten differentiellen Signalen).
13. Oszillatorschaltung nach Anspruch 12,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Bandpass-Filteranordnung mit wenigstens einem Paar ihrer differentiellen  
20 Eingänge an wenigstens das mit den Anschlässen des Schwingquarzes verbundene Paar  
der differentiellen Ausgänge der Verstärkeranordnung und mit wenigstens einem Paar  
ihrer differentiellen Ausgänge an wenigstens ein Paar der differentiellen Eingänge der  
Verstärkeranordnung angeschlossen ist.
- 25 14. Oszillatorschaltung nach Anspruch 13,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Bandpass-Filteranordnung mit einer Kettenschaltung wenigstens zweier  
Bandpassstufen niedriger Güte ausgebildet ist.

15. Oszillatorschaltung nach Anspruch 14,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Bandpassstufen mit je einer Differenzverstärkerschaltung, die jede zwei an

- 5 ihren Source-Anschlüssen gekoppelte Feldeffekttransistoren aufweist, sowie mit einem Paar differentieller Eingänge und einem Paar differentieller Ausgänge ausgebildet sind, wobei die differentiellen Eingänge über je eine Hochpassschaltung mit je einem Gate-Anschluss je eines der Feldeffekttransistoren gekoppelt sind und je ein Drain-Anschluss der Feldeffekttransistoren je einen der differentiellen Ausgänge der Bandpassstufen
- 10 bildet, welcher Drain-Anschluss weiterhin über je eine Tiefpassschaltung an einen ein füftes Bezugspotential führenden Anschluss angeschlossen ist, wobei die differentiellen Eingänge einer ersten der in Kettenschaltung angeordneten Bandpassstufen diejenigen differentiellen Eingänge der Bandpass-Filteranordnung bilden, die mit den Anschlüssen des Schwingquarzes verbunden sind, und wobei die
- 15 differentiellen Ausgänge einer letzten der in Kettenschaltung angeordneten Bandpassstufen diejenigen differentiellen Ausgänge der Bandpass-Filteranordnung bilden, die an die differentiellen Eingänge der Verstärkeranordnung angeschlossen sind.

16. Oszillatorschaltung nach Anspruch 15,

- 20 dadurch gekennzeichnet,

dass die Hochpassschaltungen und/oder die Tiefpassschaltungen als RC-Netzwerke ausgebildet sind.

17. Oszillatorschaltung nach Anspruch 16,

- 25 dadurch gekennzeichnet,

dass die RC-Netzwerke schaltbare ohmsche Widerstände aufweisen.

18. Oszillatorschaltung nach Anspruch 17,

gekennzeichnet durch

- 30 eine Abgleichsteuerschaltung zum Abgleichen der Widerstandswerte der schaltbaren ohmschen Widerstände in den RC-Netzwerken mit einem Referenzwiderstand.

19. Oszillatorschaltung nach Anspruch 12,

gekennzeichnet durch

eine mit wenigstens einem Paar der differentiellen Ausgänge der Bandpass-

- 5 Filteranordnung gekoppelte Konverterschaltung zum Umwandeln des von diesen differentiellen Ausgängen abgegebenen differentiellen Signals in eine gegenüber dem vierten Bezugspotential asymmetrisch ausgesteuerte elektromagnetische Schwingung.

20. Oszillatorschaltung nach Anspruch 19,

- 10 dadurch gekennzeichnet,

dass die Konverterschaltung umfasst:

- eine als Differenzverstärker mit an ihren Source-Anschlüssen gekoppelten Feldeffekttransistoren ausgebildete Eingangsstufe, der das umzuwandelnde differentielle Signal zugeleitet wird,
  - 15 ▪ eine mit über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelten Feldeffekttransistoren ausgebildete erste Stromspiegelstufe zum Spiegeln eines ersten differentiellen Ausgangssignals der Eingangsstufe der Konverterschaltung in ein erstes Zwischensignal,
  - eine mit über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelten Feldeffekttransistoren ausgebildete zweite Stromspiegelstufe zum Spiegeln eines zweiten differentiellen Ausgangssi-  
20 gnals der Eingangsstufe der Konverterschaltung in ein zweites Zwischensignal,
  - eine mit über ihre Gate-Anschlüsse gekoppelten Feldeffekttransistoren ausgebildete dritte Stromspiegelstufe zum Spiegeln des ersten Zwischensignals der ersten Strom- spiegelstufe der Konverterschaltung in ein drittes Zwischensignal,
  - eine als Stromknoten ausgebildete Subtraktionsschaltung zum Subtrahieren des  
25 zweiten Zwischensignals vom dritten Zwischensignal,
  - eine Ausgangstreiberschaltung;
- worin die dritte Stromspiegelstufe ferner gekoppelt ist mit
- einer Einschalt-Hilfsstufe mit einem ersten Kaskode-Feldeffekttransistor im Ein- gangszweig der dritten Stromspiegelstufe und
  - 30 ▪ einer Ausschalt-Hilfsstufe, umfassend
    - eine erste kaskadierte Stufe mit einer Reihenschaltung aus

- einem ersten Feldeffekttransistor, der in die zweite Stromspiegelstufe eingefügt ist und der gemeinsam mit der zweiten Stromspiegelstufe durch das zweite differentielle Ausgangssignal der Eingangsstufe der Konverterschaltung angesteuert wird zur Abgabe eines vierten Zwischensignals, welches zumindest abschnittsweise im wesentlichen proportional zum zweiten Zwischensignal ist,
  - einem als Feldeffekttransistor ausgebildeten Eingangstransistor einer vierten Stromspiegelstufe und
  - einem zweiten Kaskode-Feldeffekttransistor im Eingangszweig der vierten Stromspiegelstufe,
  - die vierte Stromspiegelstufe zum Spiegeln des vierten Zwischensignals in ein fünftes Zwischensignal und zu dessen Einspeisen in die dritte Stromspiegelstufe, umfassend
- 15           ■ den als Feldeffekttransistor ausgebildeten Eingangstransistor zum Zuführen des vierten Zwischensignals und
- einen als Feldeffekttransistor ausgebildeten Ausgangstransistor zum Abgeben des fünften Zwischensignals,
- und worin eine Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung vorgesehen ist zum Zu-  
20 führen einer gemeinsamen Kaskodenvorspannung an miteinander gekoppelte Gate-An-  
schlüsse des ersten und des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors.
21. Oszillatorschaltung nach Anspruch 20,  
dadurch gekennzeichnet,
- 25 dass die Kaskodenvorspannungs-Erzeugungsschaltung eine Reihenschaltung aus einem ersten und einem zweiten Feldeffekttransistor sowie einer Konstantstromquelle umfasst, die zwischen einem ein sechstes Bezugspotential führenden Anschluss und einem ein siebtes Bezugspotential führenden Anschluss angeordnet ist, wobei dieser erste Feldeffekttransistor mit seinem Drain-Anschluss an einen Source-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors angeschlossen ist und Gate-Anschlüsse dieses ersten und

zweiten Feldeffekttransistors miteinander, mit einem Drain-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors und mit den Gate-Anschlüssen des ersten und des zweiten Kaskode-Feldeffekttransistors verbunden sind zum Zuführen der gemeinsamen Kaskodenvorspannung.

## ZUSAMMENFASSUNG

### Oszillatorschaltung

Eine Oszillatorschaltung zum Erzeugen einer hochfrequenten elektromagnetischen Schwingung umfasst

- 5
  - eine Verstärkeranordnung mit wenigstens einem Eingang und wenigstens einem Ausgang,
  - einen an wenigstens einen der Ausgänge der Verstärkeranordnung angeschlossenen Schwingquarz und
  - eine Bandpass-Filteranordnung, die mit wenigstens einem Eingang an den Schwing-
- 10
  - quarz und den wenigstens einen an den Schwingquarz angeschlossenen Ausgang der Verstärkeranordnung angeschlossen und mit wenigstens einem Ausgang an den Eingang bzw. wenigstens einen der Eingänge der Verstärkeranordnung rückgekoppelt ist.

- Dabei ist durch Dimensionierung der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und/oder der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Bandpass-Filteranordnung in Abhängigkeit von der Amplituden-Frequenz-Charakteristik und der Phasen-Frequenz-Charakteristik der Verstärkeranordnung und des Schwingquarzes die Schwingbedingung für ausschließlich eine ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes erfüllt und die durch diese ausgewählte Oberschwingung des Schwingquarzes gebildete hochfrequente elektromagnetische Schwingung am Ausgang der Bandpass-Filteranordnung verfügbar.

Diese Oszillatorschaltung ist einfach aufgebaut und ermöglicht einen gegenüber Störungen zumindest weitgehend unanfälligen Betrieb.

25 Fig. 3

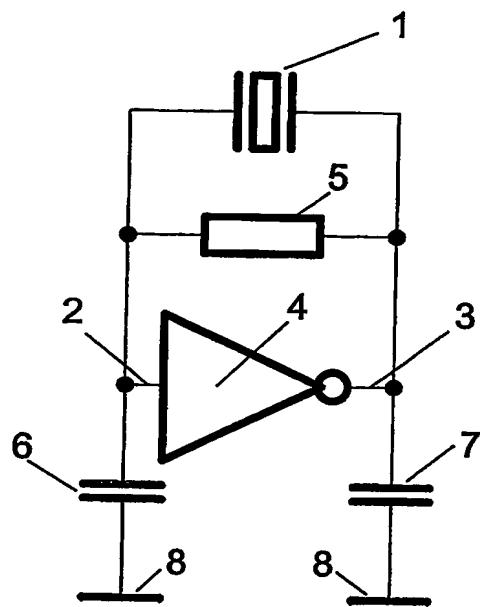


Fig. 1

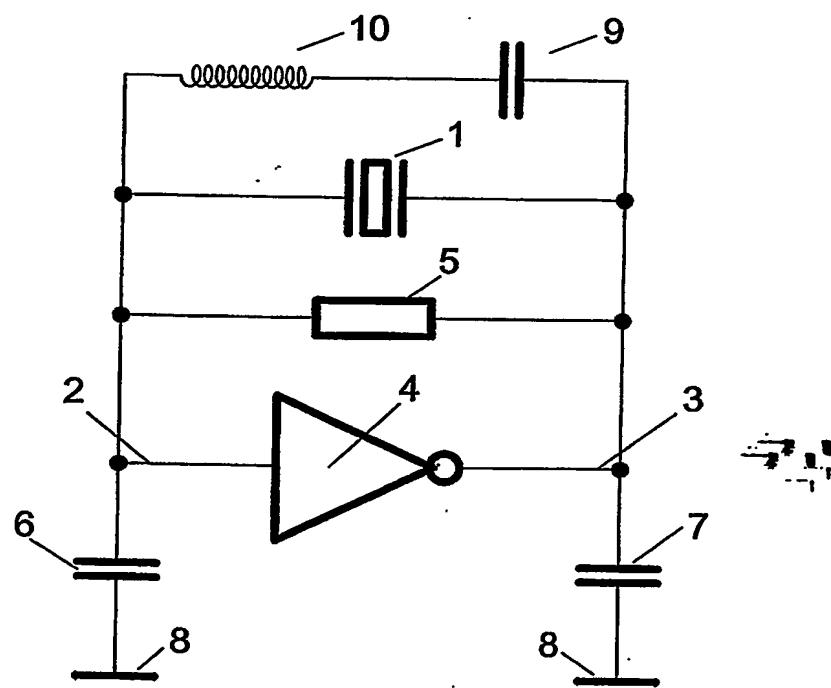


Fig. 2

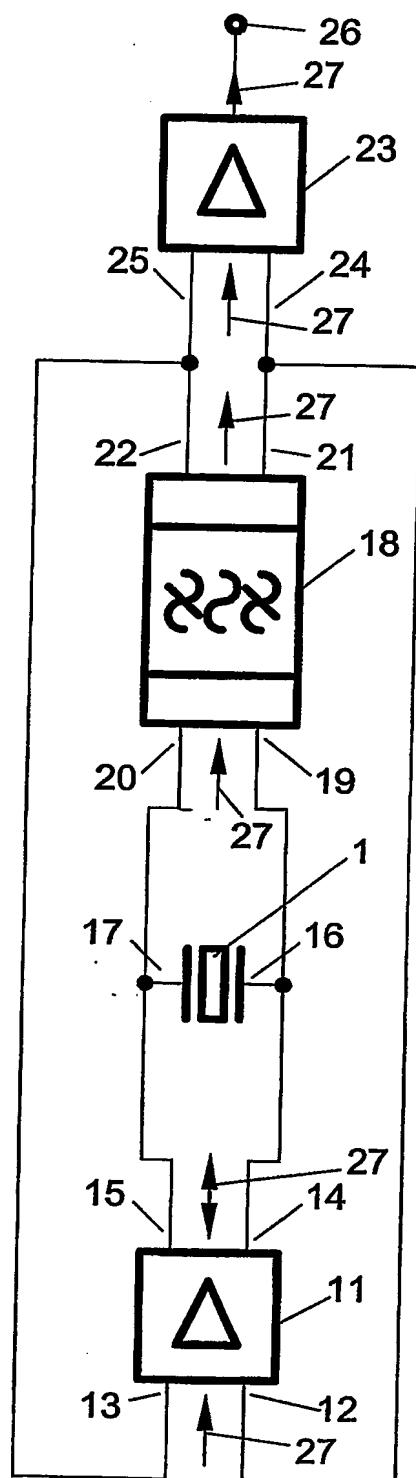


Fig. 3

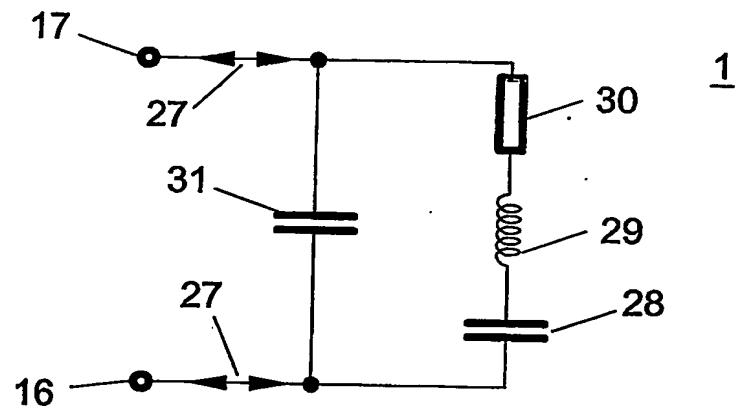
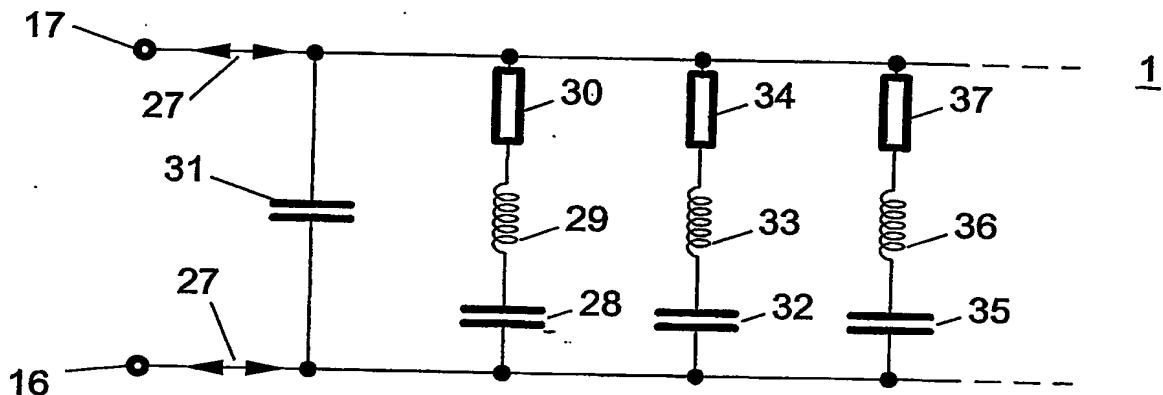
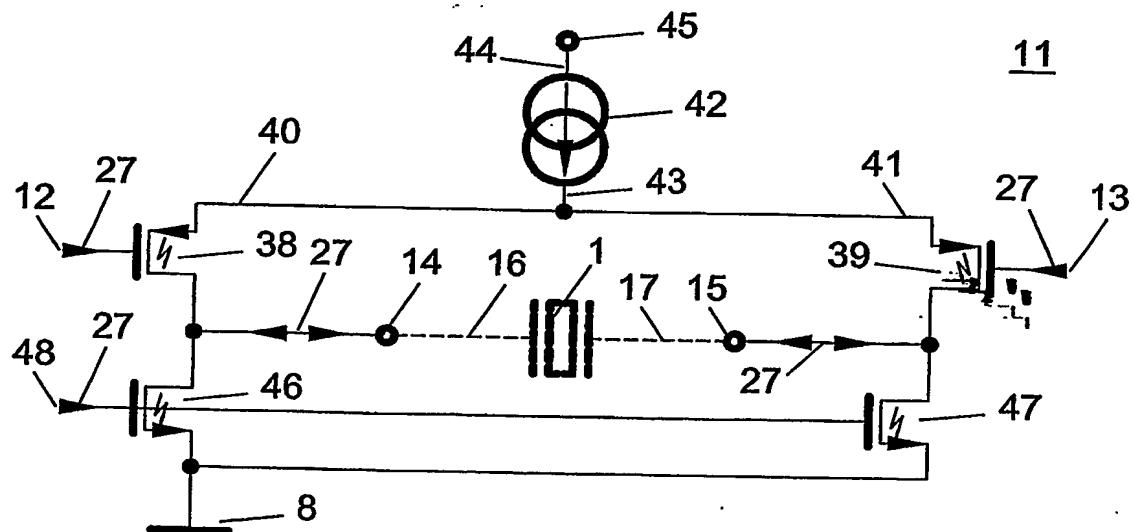


Fig. 4



**Fig. 5**



**Fig. 6**

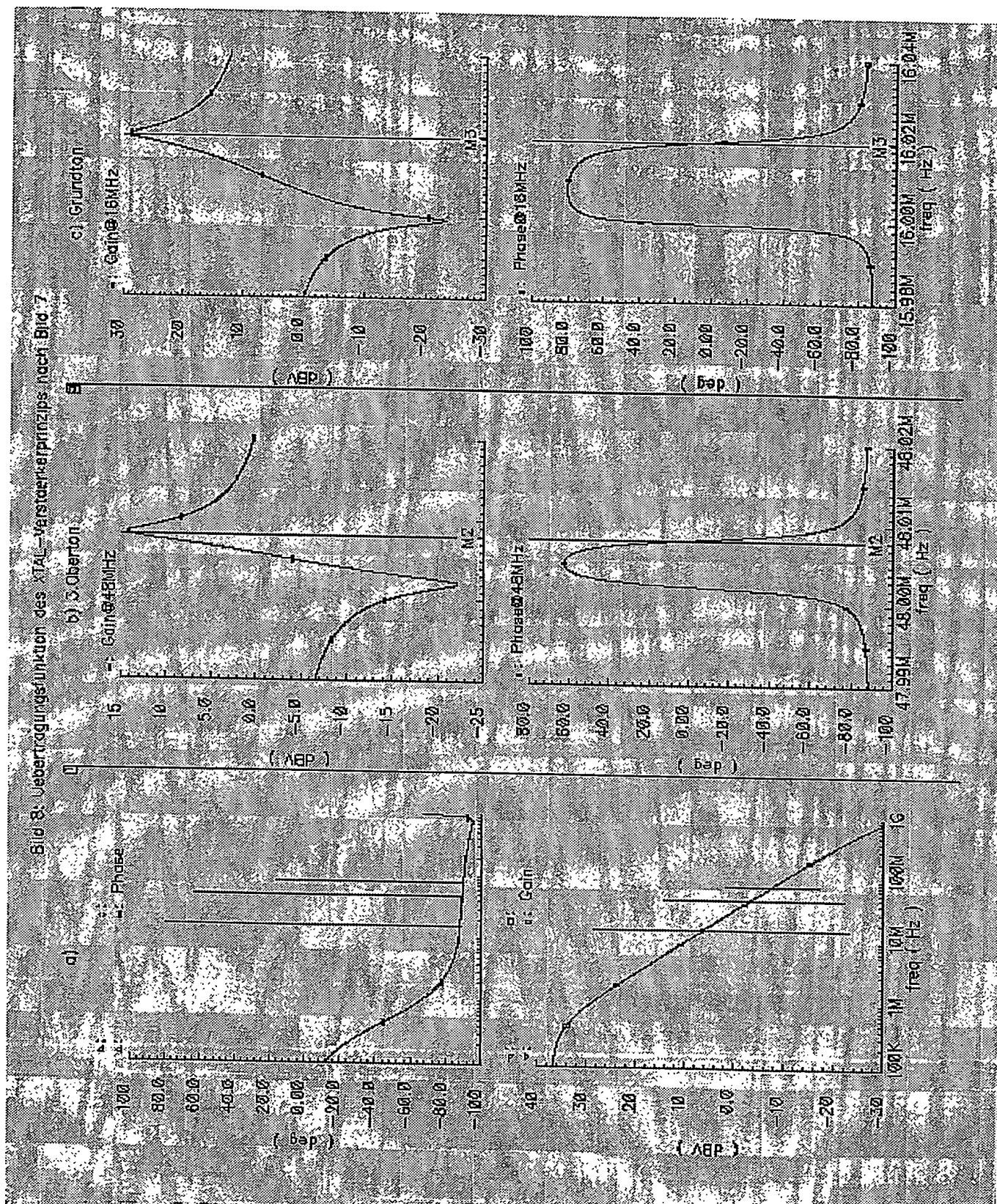


Fig. 7

5/11

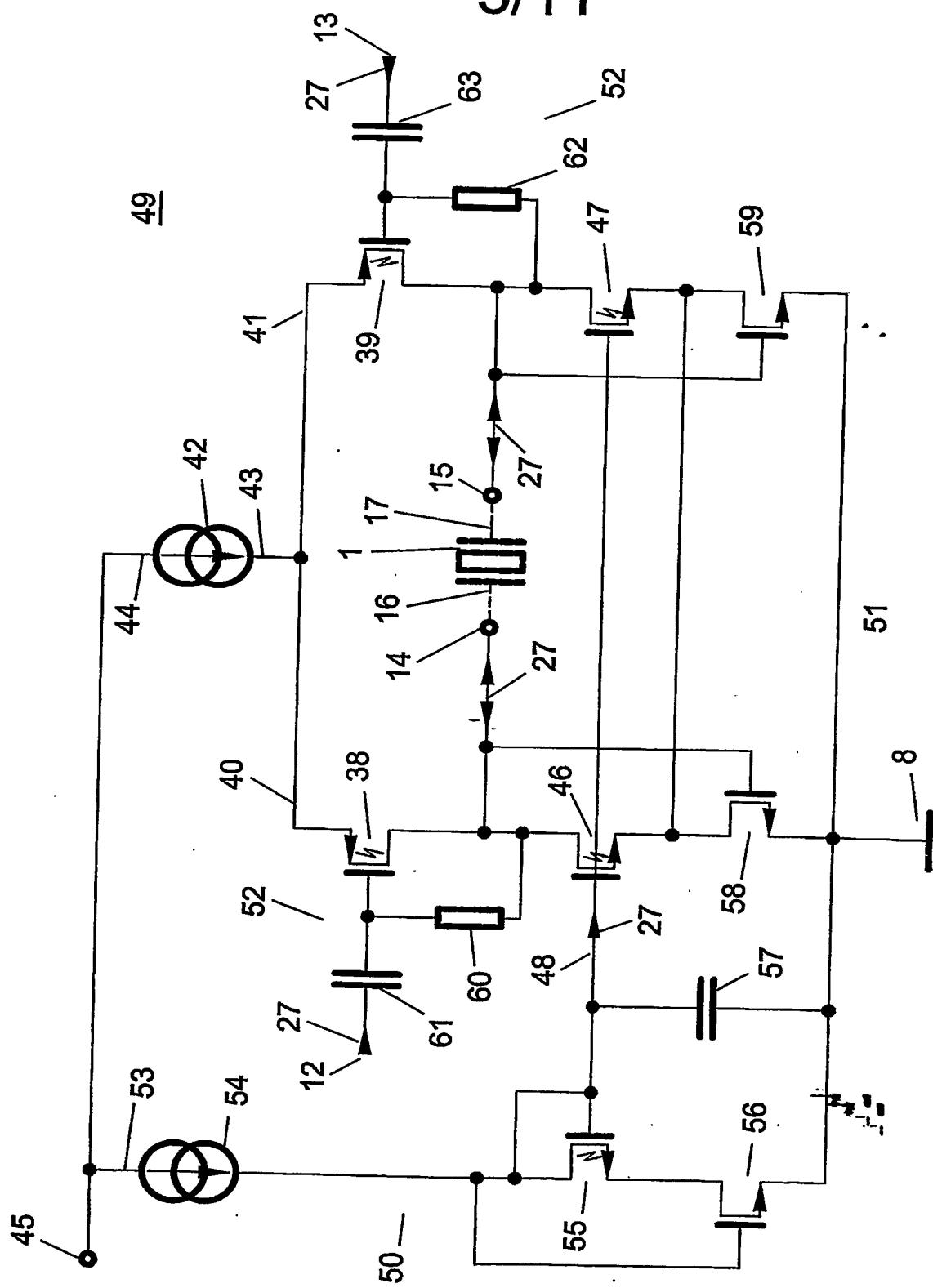


Fig. 8

6/11

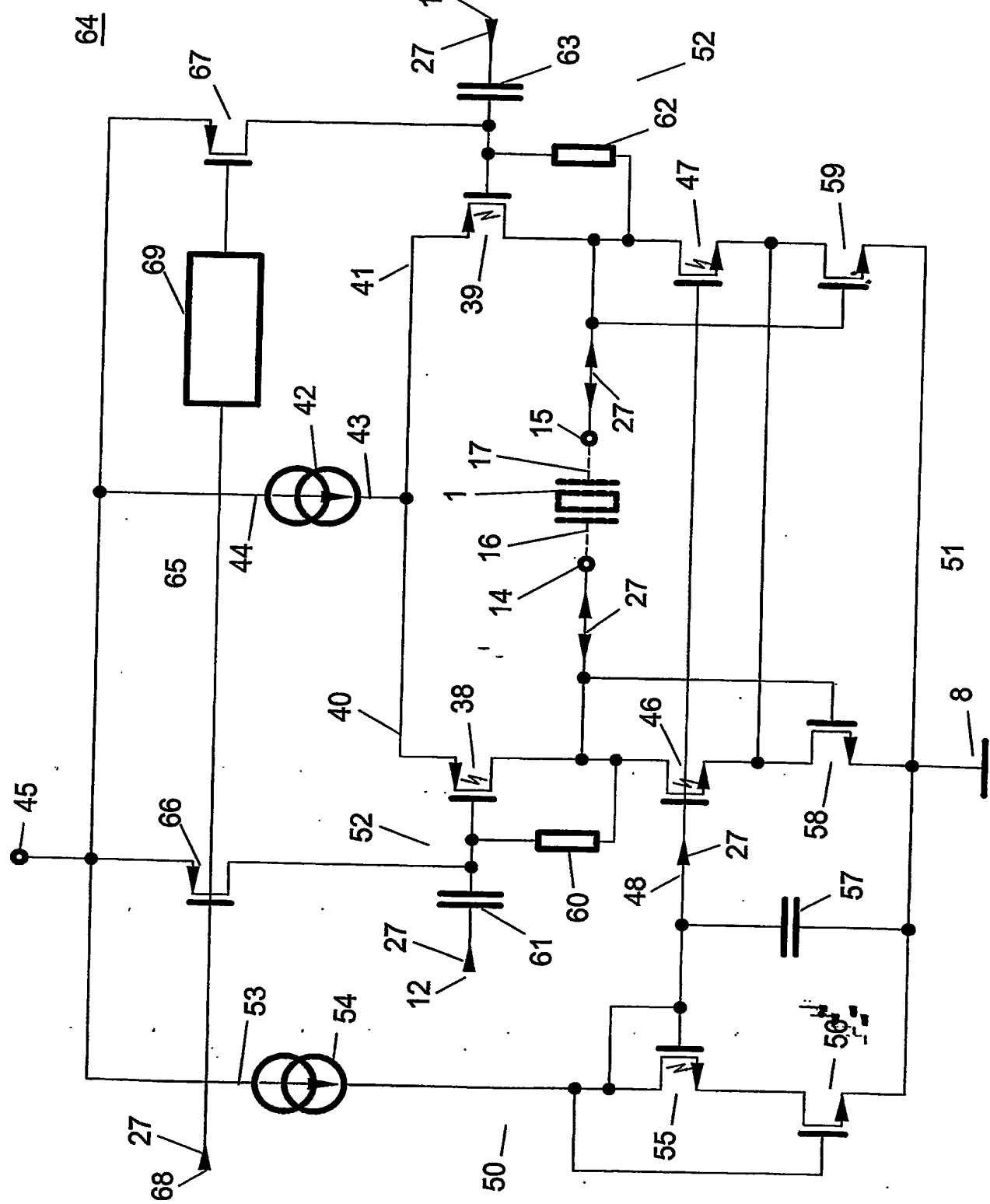


Fig. 9

7/11

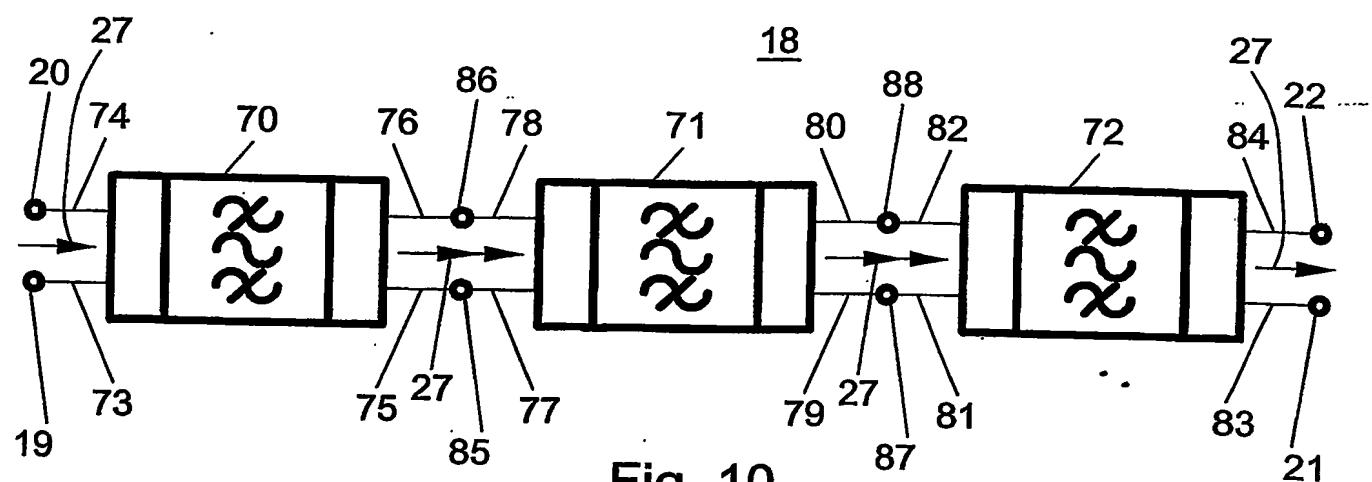


Fig. 10

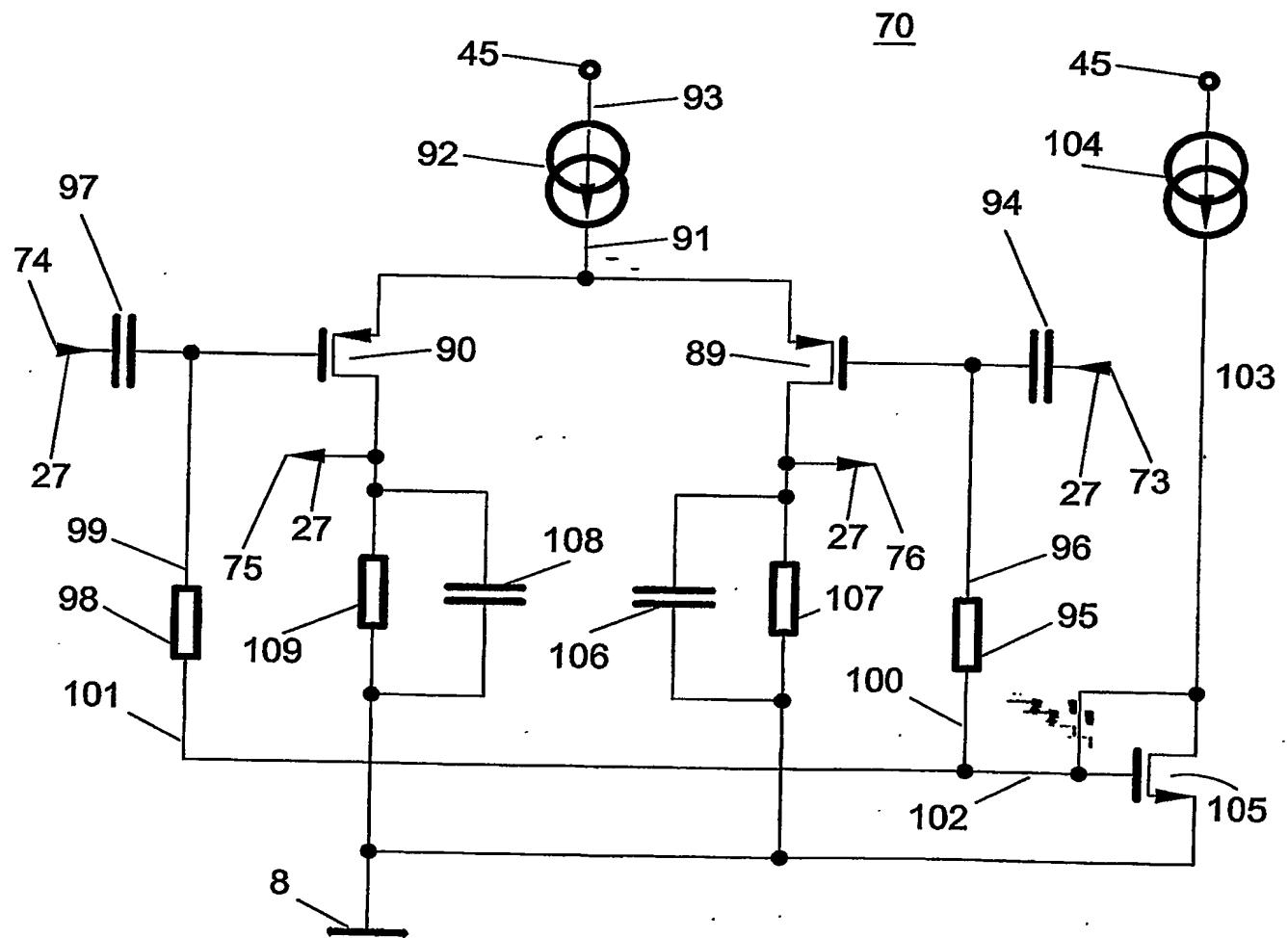


Fig. 11

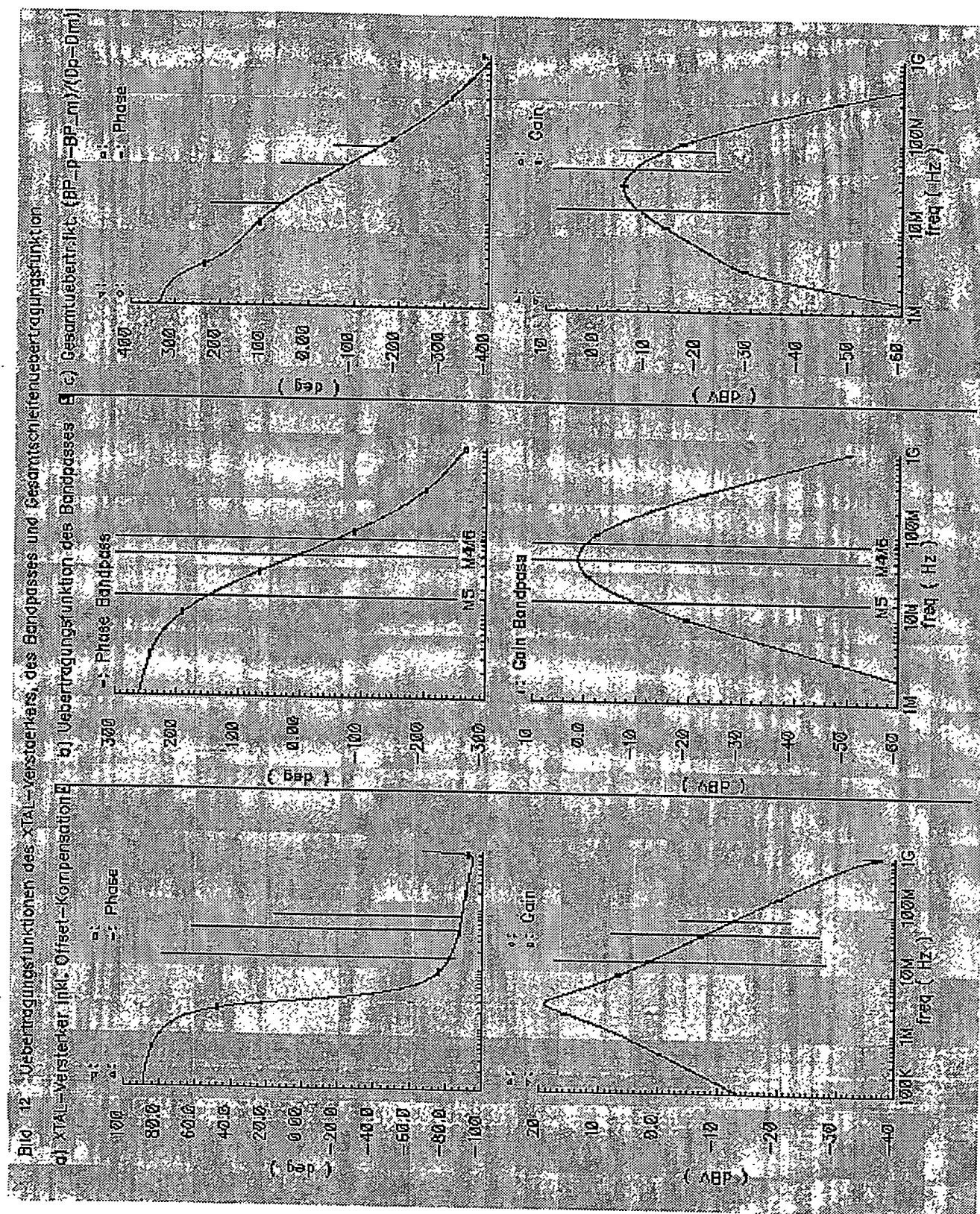


Fig. 12

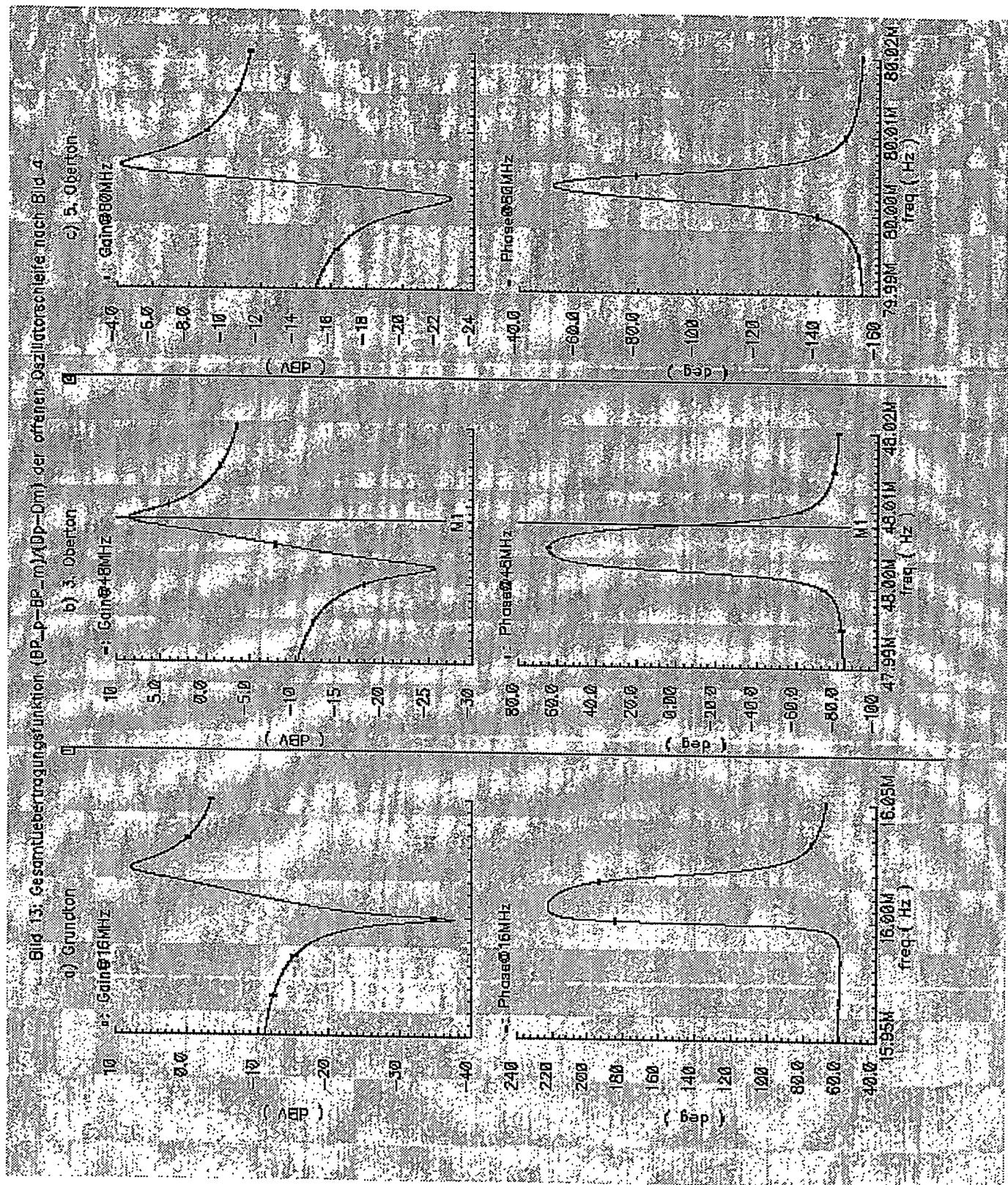


Fig. 13

10/11

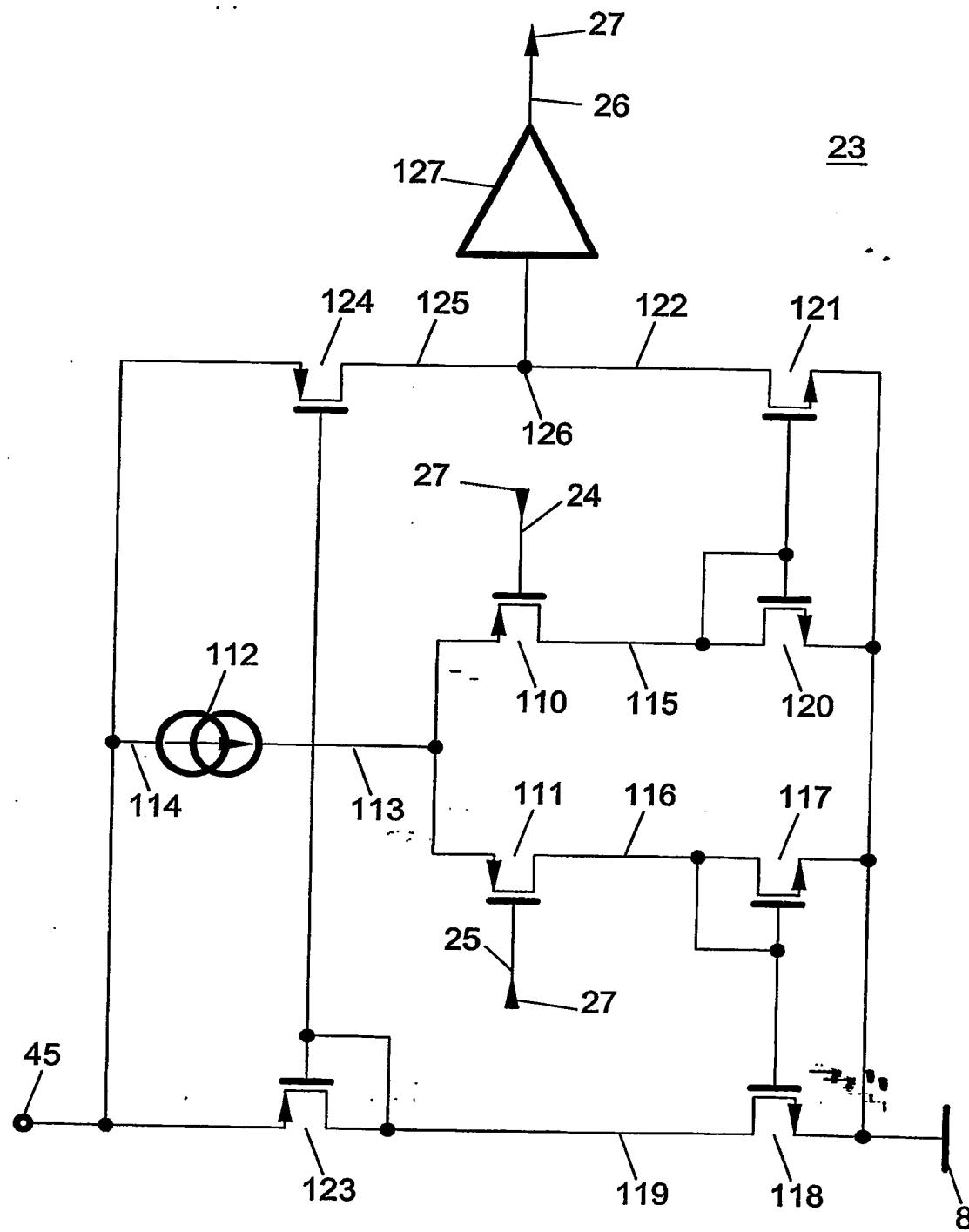
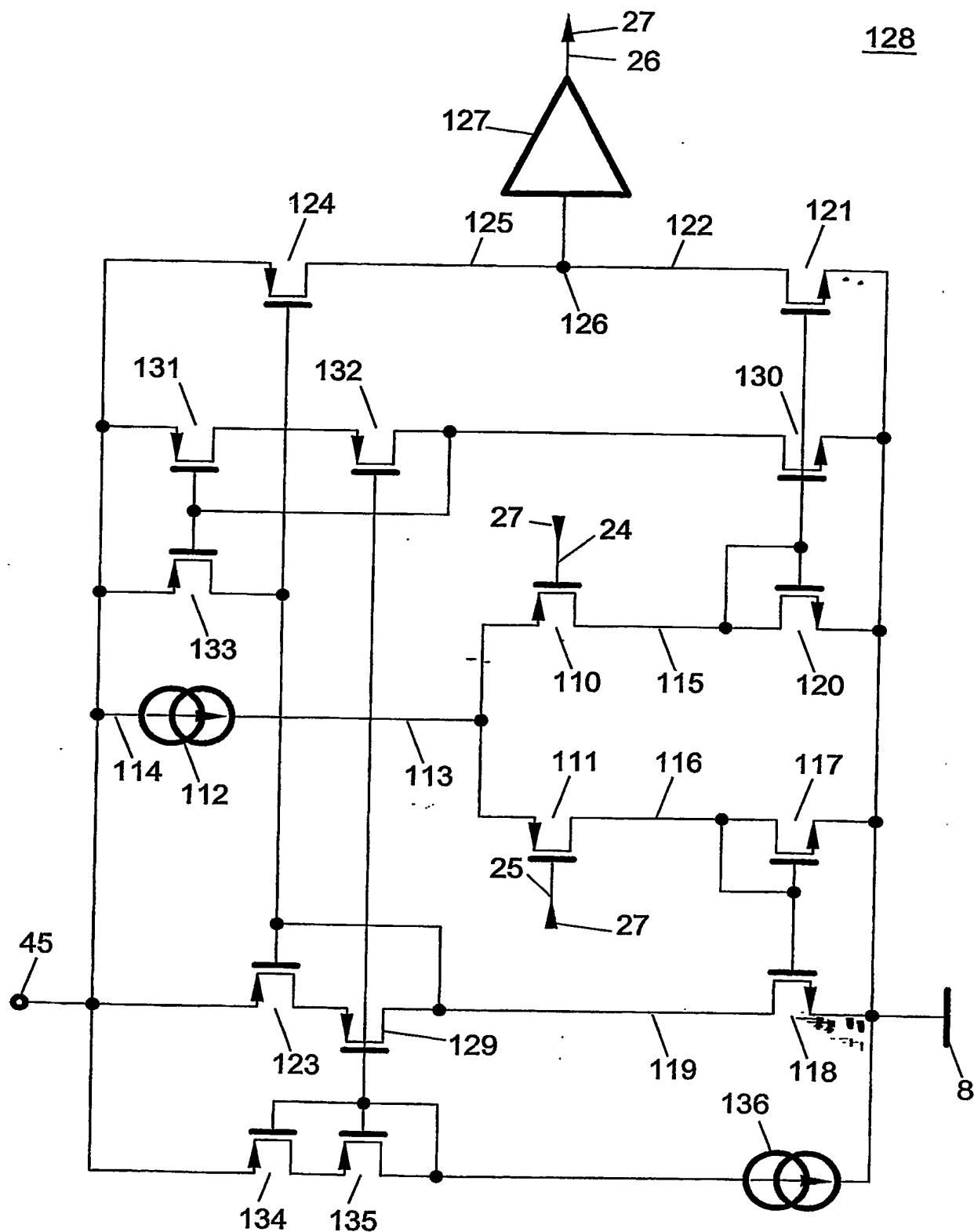


Fig. 14

11/11



**Fig. 15**

PCT Application

**IB0305868**



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**